



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Génie Électrique

Présentée et soutenue par :

M. HAFEDH BEN ABDELGHANI

le jeudi 12 mai 2016

Titre :

ETUDE, CONCEPTION ET REALISATION D'UN CONVERTISSEUR
STATIQUE HYBRIDE MULTINIVEAUX TOLERANT AUX DEFAUTS

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE)

Directeur(s) de Thèse :

M. FREDERIC RICHARDEAU

MME ILHEM SLAMA BELKHODJA

Rapporteurs :

M. AMIN LAHIANI, ECOLE NATIONALE D'INGENIEURS DE TUNIS

M. SERGE PIERFEDERICI, UNIVERSITE DE LORRAINE

Membre(s) du jury :

M. FERID KOURDA, UNIVERSITE DE TUNIS, Président

M. FREDERIC RICHARDEAU, INP TOULOUSE, Membre

Mme ILHEM SLAMA BELKHODJA, ECOLE NATIONALE D'INGENIEURS DE TUNIS, Membre

Mme MARIA PIETRZAK-DAVID, INP TOULOUSE, Membre

Dédicaces

*à mes parents Salah et Radhia, ce fut pour moi un honneur d'avoir suivi ce parcours
inimaginable, dont vous avez bien connu les contraintes. Merci pour l'incalculable soutien
moral et les nombreux encouragements que j'ai toujours reçus de votre part*

à mon épouse Imen, merci d'être toujours à mes côtés avec ton amour dévoué et ta tendresse

*à mes frères et sœurs: Taha, Afef, Soumaya, Niçaf et Ines, votre affection et patience ont été
une partie incontournable de ma réussite*

*à mon petit Youssef, tes sourires étaient la bouffée d'oxygène qui me ressourçait dans les
moments difficiles*

*à mes amis Helmi, Wajdy, Elghoul, Malek et Salgado, merci pour votre amitié authentique et
soutien intègre*

Qu'ils soient ici assurés de toute ma reconnaissance et profonde gratitude.

AVANT PROPOS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont fait l'objet d'une convention de co-tutelle établie entre l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT) et l'Université Tunis ElManar. Ils ont été préparés au Laboratoire des Systèmes Electriques (LSE) de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT), et au Laboratoire PLAsma et Conversion d'Energie (LAPLACE) de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse (ENSEEIH).

Au terme de ce travail, je suis bienheureux de pouvoir exprimer toute ma gratitude sincère envers les personnes qui m'ont aidé en contribuant à l'aboutissement de ce mémoire.

Je tiens ainsi à remercier:

Monsieur Férid KOURDA, Professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, pour m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury en tant que président, mais également pour tout l'intérêt qu'il a manifesté sur ce travail de recherche et j'en suis particulièrement touché et reconnaissant.

Monsieur Serge PIERFEDERICI, Professeur à l'Université de Lorraine, pour avoir accepté d'être membre de ce jury, en apportant sa précieuse contribution en tant que profond connaisseur des nouvelles technologies dans le domaine de l'Electronique de Puissance.

Monsieur Amine LAHYANI, Maître de Conférences à l'Institut National des Sciences Appliquées de Tunis, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être l'un des rapporteurs de cette thèse, mais également pour ses grandes qualités scientifiques et humaines, ainsi que pour l'attention dont il a su faire preuve à mon égard.

Madame Ilhem SLAMA-BELKHODJA, Professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, pour le soutien scientifique, les remarques et les encouragements qu'elle a su m'adresser. Sa grande expérience et ses qualités de manager, atouts sans lesquels cette thèse n'aurait pu aboutir, m'ont profondément impressionné. Il y eut quelques embûches, notamment administratives étant donné le caractère particulier à cette thèse (co-tutelle), mais elles furent toujours résolues avec talent et détermination. Que ce mémoire soit la marque de toute ma considération et estime.

Monsieur Frédéric RICHARDEAU, Directeur de Recherches au CNRS, pour tout l'effort et l'enthousiasme qu'il a su consacrer volontier à l'orientation de ces travaux de recherche, tout au long de ces années. Je lui en suis hautement redevable de la précieuse contribution scientifique qu'il a apportée à cette thèse, durant les nombreuses réunions que nous avons eu, favorisant ainsi son aboutissement. De même, je lui suis extrêmement reconnaissant pour son aide précieuse à la révision des articles publiés ainsi que de ce manuscrit. Enfin, je n'oublierais pas son sens de l'organisation, la clarté de ses idées, sa disponibilité pour toujours suivre d'au plus près les différentes étapes de ce travail.

Madame Afef BENNANI BEN ABDELGHANI, Maître Assistant à l'Institut National des Sciences Appliquées de Tunis, pour le précieux apport scientifique qu'elle a conféré à cette thèse et le dynamisme qu'elle a su m'induire afin d'atteindre les objectifs proposés. Ses

remarques pertinentes et ses conseils constructifs sur la façon de présenter des travaux de recherche en vue de mettre leurs atouts à son juste niveau, m'ont profondément marqués et j'espère pouvoir continuer à en tirer les bénéfices pendant la carrière à venir. Je lui suis particulièrement reconnaissant pour avoir toujours répondu présent, surtout pendant les moments difficiles où des verrous de nature technico-scientifique semblaient difficiles à surmonter. Je lui en remercie aussi pour son dévouement aux lourdes tâches de révision du manuscrit et des articles publiés. Enfin, je dois lui reconnaître sa clairvoyance sur les axes de recherche à suivre et sa détermination à mener les travaux de recherche jusqu'au bout.

Notre étude comporte une phase de validation expérimentale, laquelle a été cruciale pour la consolidation des résultats obtenus par simulation. J'ai alors fortement apprécié l'aide que Monsieur Jean-Marc BLAQUIERE, Monsieur Sébastien Vinnac et Monsieur Frank Mosser, m'ont apportée pour la conception et l'assemblage de la maquette. Je leur en remercie vivement pour la disponibilité qu'ils ont pu m'accorder tout au long des différentes étapes de ce projet et pour la motivation qu'ils ont toujours manifestée en aidant à résoudre de bonne foi les petits grands problèmes quotidiens.

J'adresse également mes remerciements chaleureux à tous les collègues, du LSE et du LAPLACE, que d'une manière ou autre ont contribué à l'aboutissement de cette entreprise, en créant une joyeuse ambiance de travail, inestimable source de motivation supplémentaire.

RESUME

Vu l'importance que revêt la sûreté de fonctionnement des convertisseurs statiques dans plusieurs domaines (traction électrique, génération de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne, etc,...), il est nécessaire d'examiner la continuité de service de ces systèmes même dans le cas d'un dysfonctionnement d'un des modules IGBT, d'un bras de l'onduleur ou d'une phase de machine. Ainsi, il est indispensable de concevoir de nouvelles architectures matérielles et commandes logicielles capables de fonctionner à puissance significative même en présence de défaillance touchant le système et plus particulièrement les modules IGBT de l'onduleur. Le sujet proposé s'intéresse à une nouvelle structure hybride multiniveaux tolérante aux défauts. Elle consiste à ajouter à un convertisseur triphasé 3-niveaux type *NPC* (Neutral Point Clamped), un quatrième bras 3-niveaux types *FC* (Flying Cap). Des nouvelles techniques des différentes parties de la tolérance des pannes, à savoir la détection, l'isolation, la reconfiguration matérielle et la commande en mode dégradé, sont proposées, analysées et validées sur un prototype expérimental de *15kW* de puissance.

Mots Clé : Convertisseur multiniveaux, Onduleur NPC, Onduleur FC, Détection défaut, Isolation défaut, Reconfiguration, Commande Tolérante aux défauts

ABSTRACT

Given the importance of power converter safety operation in several fields (electric traction, renewable energy, etc ..), it is necessary to examine availability of these systems in the case of malfunction of an IGBT module, a converter leg or a phase machine. Thus, it is essential to develop new hardware architectures and software controls capable of operating at significant power after fault occurrence. This thesis deals with a new multilevel fault tolerant hybrid topology. It consists on adding to a 3-phase 3-level *NPC* (Neutral Point Clamped) inverter, a fourth 3-level *FC* (Flying Cap) leg. New techniques of fault tolerance parts, namely detection, isolation, reconfiguration and system control during post fault mode, are proposed, analyzed and validated with a *15kW* experimental converter prototype.

Key Words : Multilevel Converter, NPC Inverter, FC Inverter, Fault detection, Fault Isolation, Reconfiguration, Fault Tolerant Control

Sommaire

LISTE DES FIGURES.....	13
LISTE DES TABLEAUX.....	19
INTRODUCTION GENERALE.....	21
CHAPITRE.I TOLERANCE AUX PANNES DES CONVERTISSEURS STATIQUES : ETAT DE L'ART.....	25
I.1 Introduction	26
I.2 Fiabilité et continuité de fonctionnement des systèmes de puissance	26
I.3 Les défaillances au niveau des IGBT.....	28
I.3.1. Origines et causes des défauts	28
I.3.2. Les principaux mécanismes de défaillance des modules IGBT	29
I.3.2.1 Défauts relatifs aux puces.....	29
I.3.2.2 Défauts relatifs aux packages	30
I.4 Tolérances aux défauts des convertisseurs statiques	33
I.4.1. Pronostic.....	33
I.4.2. Diagnostic	34
I.4.2.1 Diagnostic direct de la puce par capteur intégré ou indirect par capteur sur driver [46]	34
I.4.2.2 Diagnostic on-line ou off-line	35
I.4.2.3 Diagnostic global du convertisseur	36
I.4.3. Isolation du défaut	38
I.4.4. Reconfiguration post-défaut	39
I.4.4.1 Redondance vectorielle	40
I.4.4.2 Redondance matérielle.....	43
I.5 Conclusion.....	46
CHAPITRE.II CONVERTISSEURS 3-NIVEAUX TOLERANTS AUX DEFAUTS.....	49
II.1 Introduction	50
II.2 Les onduleurs multiniveaux en tension	50
II.2.1. La topologie <i>NPC</i> (Neutral Point Clamped)	50
II.2.2. La topologie <i>FC</i> (Flying Capacitor)	52
II.3 Convertisseur <i>NPC</i> 3-niveaux tolérant aux défauts.....	53
II.3.1. Modélisation de l'onduleur <i>NPC</i> 3-niveaux triphasé en fonctionnement normal	53
II.3.2. Reconfiguration et modélisation de l'onduleur <i>NPC</i> 3-niveaux triphasé suite à l'apparition d'un défaut d'un IGBT	56
II.3.2.1 Reconfiguration matérielle proposée.....	56
II.3.2.2 Modélisation de l'onduleur après reconfiguration.....	59
II.3.3. Commande en boucle ouverte de l'onduleur <i>NPC</i> 3-niveaux tolérant aux défauts avec la technique de la MLI vectorielle	61
II.3.3.1 Principe de la MLI vectorielle	61
II.3.3.2 SVM en mode de fonctionnement normal	62
II.3.3.2.1 Transformation de <i>Concordia</i>	62
II.3.3.2.2 Sectorisation du plan (α, β)	63

II.3.3.2.3 Localisation du vecteur spatial de référence V_s	63
II.3.3.2.4 Calcul des rapports cycliques	65
II.3.3.2.5 Choix de l'ordre des vecteurs à appliquer pendant T_{MLI}	69
II.3.3.3 Commande SVM en mode de fonctionnement dégradé.....	70
II.4 Convertisseur 3-niveaux hybride tolérant aux défauts	71
II.4.1. Commande du bras FC	73
II.4.1.1 Méthode 1: Valeur moyenne de I_{FC}	73
II.4.1.2 Méthode 2: Régulation par Hystérésis	75
II.4.2. Gestion des temps morts	76
II.4.2.1 Rôles du filtre.....	77
II.4.2.2 Fonctionnement du filtre.....	77
II.4.2.3 Dimensionnement du filtre	78
II.4.3. Modes de fonctionnement après défaut proposés.....	83
II.4.3.1 Mode (1-3-3).....	83
II.4.3.2 Mode (3-2-2).....	83
II.4.3.2.1 Modélisation de l'onduleur reconfiguré en mode (3-2-2)	83
II.4.3.2.2 Commande SVM de l'onduleur reconfiguré en mode (3-2-2)	84
II.5 Résultats de simulation des modes de fonctionnement dégradé des deux convertisseurs tolérants aux défauts proposés.....	90
II.5.1. Reconfiguration matérielle.....	91
II.5.2. Simulation du fonctionnement des deux topologies 3-niveaux tolérantes aux défauts étudiées	94
II.5.2.1 Simulation de l'onduleur NPC 3-bras tolérant aux défauts	94
II.5.2.1.1 Commande en boucle ouverte	94
II.5.2.1.2 Commande en boucle fermée	96
II.5.2.2 Simulation de l'onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts	99
II.5.2.2.1 Mode (3-2-2) : Commande d'une charge RL en boucle ouverte.....	100
II.5.2.2.1 Mode (1-3-3) : Commande d'une machine asynchrone	101
II.6 Conclusion	109
 CHAPITRE.III VALIDATION EXPERIMENTALE DU CONVERTISSEUR HYBRIDE 3-NIVEAUX TOLERANT AUX DEFAUTS.....	111
III.1 Introduction	112
III.2 Présentation de la maquette.....	112
III.2.1. Le convertisseur	112
III.2.1.1 La partie puissance	112
III.2.1.1 La partie commande :	115
III.2.2. La carte de commande	117
III.3 Essais expérimentaux	118
III.3.1. Tests	119
III.3.1.1 Tests sans puissance.....	119
III.3.1.1.1 Temps morts	119
III.3.1.1.2 Butées	119
III.3.1.2 Tests avec puissance.....	120
III.3.1.2.1 Test des bras NPC	120
III.3.1.2.2 Test de connexion de deux bras NPC.....	122
III.3.1.2.3 Test du bras FC.....	124
III.3.1.2.4 Test du filtre LC : connexion bras FC-bras NPC	124
III.3.1.2.5 Test de la protection contre la surintensité du courant charge	125
III.3.2. Essais en triphasé	125
III.3.2.1 Essai avec une commande MLI en boucle ouverte:.....	126

III.3.2.2 Essai avec une commande SVM en boucle ouverte:	133
III.3.2.3 Essai avec une commande SVM en boucle fermée (régulation du courant charge)	139
III.3.2.4 Essai de la commande d'une machine asynchrone	143
III.4 Reconfiguration matérielle suite à un défaut au niveau du bras NPC	144
III.4.1. Tests préliminaires	145
III.4.1.1 Création du défaut.....	145
III.4.1.1 Détection de l'erreur	145
III.4.1.2 Amorçage du thyristor:.....	146
III.4.1.3 Rupture des fusibles	148
III.4.1.3.1 Phases de rupture	148
III.4.1.3.2 Choix de la technologie des fusibles	149
III.4.1.3.3 Calcul de I^2t des diodes des modules IGBT	149
III.4.2. Validation expérimentale de la reconfiguration.....	153
III.4.2.1 En monophasé	153
III.4.2.2 En triphasé	157
III.5 Calcul des pertes	159
III.5.1. Modèle mathématique	159
III.5.2. Interprétation des résultats	161
III.6 Conclusion	165
CONCLUSION GENERALE.....	167
ANNEXE A	170
ANNEXE B	187
ANNEXE C	200
BIBLIOGRAPHIE.....	209

Liste des Figures

Fig.I.1 Enquête réalisée par [7]: Variation du pourcentage du ratio défaut/coût	27
Fig.I.2 Origines des défauts dans les convertisseurs statiques (en pourcentage) [15]	29
Fig.I.3 Structure des packages IGBT [20]	31
Fig.I.4 Principe de la propagation de la fissure au niveau du câble de connexion [20]	32
Fig.I.5 Schéma de principe de la fissure et formation des « vides » au niveau de la soudure [20]	33
Fig.I.6 Circuits de détection des défauts IGBT	35
Fig.I.7 Trajectoires décrites par Ψ lors d'un défaut de circuit ouvert d'IGBT	38
Fig.I.8 Différentes techniques d'isolation du défaut	39
Fig.I.9 Reconfiguration par redondance vectorielle d'un onduleur <i>NPC</i> 3-niveaux suite au court circuit de l'IGBT <i>Sa1</i>	40
Fig.I.10 Convertisseur <i>MAC</i> (Multilevel Active Clamped)	41
Fig.I.11 Convertisseur 2-niveaux employé dans des applications automobiles : des triacs relient la phase défaillante au point milieu du bus continu en cas de défaut	41
Fig.I.12 Convertisseur 2-niveaux tolérant aux défauts	42
Fig.I.13 Convertisseurs 3-niveaux : Techniques de connexion de la phase défaillante avec le point milieu du bus continu	42
Fig.I.14 Redondance parallèle niveau interrupteur de puissance	43
Fig.I.15 Redondance parallèle niveau interrupteur de puissance	44
Fig.I.16 Redondance parallèle niveau bras en mode off-line	44
Fig.I.17 Redondance série niveau bras	45
Fig.I.18 Convertisseur <i>CMC</i> avec redondance niveau module	45
Fig.I.19 Redondance parallèle niveau convertisseur	46
Fig.I.20 Redondance série niveau convertisseur	46
Fig.II.1 Bras d'un onduleur <i>NPC</i> <i>N</i> -niveaux	51
Fig.II.2 Bras d'onduleur <i>FC</i> <i>N</i> -niveaux	52
Fig.II.3 Onduleur <i>NPC</i> 3-niveaux triphasé	53
Fig.II.4 Espace vectoriel de l'onduleur <i>NPC</i> 3-niveaux triphasé	55
Fig.II.5 Onduleur <i>NPC</i> 3-niveaux triphasé reconfiguré après défaut : schéma de principe	56
Fig.II.6 Montage du circuit	57
Fig.II.7 Isolation d'un bras est connexion post-défaut d'un onduleur <i>NPC</i> 3-niveaux 4-bras	58
Fig.II.8 Circulation du courant entre le point milieu et la phase du bras défaillant grâce au thyristor	59
Fig.II.9 Structure de l'onduleur <i>NPC</i> 3-niveaux triphasé tolérant aux défauts proposé	60
Fig.II.10 Espace vectoriel de l'onduleur 3-niveaux triphasé reconfiguré au point milieu avec deux phases actives en modulation	61
Fig.II.11 Principe de la <i>SVM</i>	62
Fig.II.12 Sectorisation de plan (α, β) de l'onduleur <i>NPC</i> 3-niveaux triphasé	64

Fig.II.13 Sectorisation du plan (α, β)	64
Fig.II.14 Localisation de V_s lorsqu'il est dans le secteur $S1$	65
Fig.II.15 Distribution des signaux de commande des six IGBT de l'onduleur NPC pendant une période de modulation T_{MLI} lorsque V_s est localisé dans le triangle 1	69
Fig.II.16 Distribution des signaux de commande des quatre IGBT des deux bras sains de l'onduleur NPC reconfiguré pendant une période de découpage T_{MLI}	71
Fig.II.17 Schéma de principe de l'onduleur hybride 4-bras proposé	72
Fig.II.18 Expression de la tension V_{FC} pour les deux états du bras FC	73
Fig.II.19 Commande du bras FC basée sur la valeur moyenne du courant I_{FC}	74
Fig.II.20 Commande du bras FC : Régulation de la tension de la capa flottante par hystérésis	75
Fig.II.21 Commande du bras FC : Régulation de la tension de la capa flottante par hystérésis modifiée	75
Fig.II.22 Effets de l'introduction des temps morts	76
Fig.II.23 Structure de l'onduleur Hybride 4-bras après introduction d'un filtre LC	76
Fig.II.24 Condensateurs de découplage pour un bras NPC	77
Fig.II.25 Effets de l'introduction du filtre LC	78
Fig.II.26 Spectre fréquentiel des variables d'états à l'entrée et à la sortie du filtre LC	78
Fig.II.27 Structure du filtre LC utilisé avec les variables d'états d'entrée-sortie	79
Fig.II.28 Montage de simulation du délestage du courant charge	80
Fig.II.29 Délestage de courant charge	82
Fig.II.30 Dimensionnement du filtre LC	82
Fig.II.31 Onduleur hybride 4-bras après reconfiguration en mode (3-2-2)	83
Fig.II.32 Espace vectoriel de l'onduleur hybride 4-bras 3-niveaux triphasé reconfiguré en (3-2-2)	85
Fig.II.33 Sectorisation de plan (α, β) de l'onduleur hybride 4-bras reconfiguré en mode (3-2-2)	85
Fig.II.34 Les trois phases de la reconfiguration suite à un défaut	91
Fig.II.35 Montage du modèle simplifié d'un fusible sur <i>Psim</i>	91
Fig.II.36 Reconfiguration du bras défaillant : Isolation et reconnexion post-défaut	92
Fig.II.37 Décharge des condensateurs de découplage après rupture des fusibles	93
Fig.II.38 Zoom sur le courant des condensateurs de découplage I_{C_dec} lors de la première phase de décharge de ces condensateurs après rupture des fusibles	93
Fig.II.39 Commande de l'onduleur NPC 3-bras tolérant aux défauts en boucle ouverte	94
Fig.II.40 Commande de l'onduleur NPC 3-bras tolérant aux défauts en boucle ouverte : Courants de phases I_A , I_B et I_C	94
Fig.II.41 Commande de l'onduleur NPC 3-bras tolérant aux défauts en boucle ouverte : a) Tension simples V_{AO} , V_{BO} et V_{CO} , b) Tensions entre phases V_{AB} , V_{BC} et V_{CA}	95
Fig.II.42 Commande de l'onduleur NPC 3-bras tolérant aux défauts en boucle ouverte : potentiel point milieu capacitif V_o	95
Fig.II.43 Courants et tensions de sortie de l'onduleur présentant un défaut au niveau de l'IGBT T_1 sans reconfiguration	96
Fig.II.44 Boucle fermée avec contrôle courant charge	97
Fig.II.45 Schéma bloc de la boucle fermée de régulation du courant	97
Fig.II.46 Chronogramme de la simulation en boucle fermée de l'onduleur NPC 3-bras	98

Fig.II.47 Commande de l'onduleur 3-bras tolérant aux défauts en boucle fermée: Courants de sortie du convertisseur I_A , I_B et I_C	98
Fig.II.48 Commande de l'onduleur NPC 3-bras tolérant aux défauts en boucle fermée: a) Courant de référence I_{d_ref} et courant mesuré I_{d_mes} , b) Tension de référence V_{d_mes}	99
Fig.II.49 Commande de l'onduleur NPC 3-bras tolérant aux défauts en boucle fermée avec variation de la charge: a) Courants de sortie du convertisseur I_A , I_B et I_C , b) Courant de référence I_{d_ref} et courant mesuré I_{d_mes}	100
Fig.II.50 Commande de l'onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (3-2-2) en boucle ouverte avec présence du filtre LC.....	101
Fig.II.51 Commande de l'onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (3-2-2) en boucle ouverte.....	102
Fig.II.52 Diagramme de la loi V/f	103
Fig.II.53 Onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (1-3-3) : commande machine asynchrone: Loi V/f : a) Tension aux bornes de la capacité flottante V_{cap} , b) Tension à l'entrée des bras NPC V_{NPC}	104
Fig.II.54 Onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (1-3-3) : commande machine asynchrone: Loi V/f : Courants statoriques I_A , I_B et I_C	105
Fig.II.55 Onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (1-3-3) : commande machine asynchrone: Loi V/f : a) Tension simple V_{AO} , b) Tension simple V_{BO} , c) Tension entre phases V_{BC}	105
Fig.II.56 Onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (1-3-3) : commande machine asynchrone: Loi V/f : a) Vitesse et vitesse de référence $Vitesse_ref$, b) Couple électromagnétique C_{em} et couple de charge C_r , c) Flux estimé $\varphi_{estimé}$ et flux de référence φ_{ref}	106
Fig.II.57 Orientation du flux rotorique sur l'axe « d ».....	107
Fig.II.58 Diagramme de la commande vectorielle.....	108
Fig.II.59 Onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (1-3-3): commande machine asynchrone : commande vectorielle :a) Vitesses et vitesse de référence, b) Couple C_{em} et couple de charge C_r , c) Flux estimé et flux de référence.....	108
Fig.II.60 Onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (1-3-3) commande machine asynchrone : commande vectorielle: a) Courants statoriques I_A , I_B et I_C , b) Tension V_{cap} aux bornes de la capacité flottante et tension à l'entrée des bras NPC V_{NPC}	109
Fig.III.1 Vue d'ensemble de la maquette.....	113
Fig.III.2 Schéma de la partie Puissance de la maquette : convertisseur+bus continu.....	113
Fig.III.3 Photos du module IGBT « <i>INFINEON</i> » d'un bras NPC 3-niveaux fixé sur la surface du radiateur et soudé au-dessous de la plaque PCB.....	114
Fig.III.4 Photo du bus continu : deux condensateurs électrolytique « <i>KEMET</i> » + Bus-bar + Fusibles.....	115
Fig.III.5 Schéma de principe du bras FC et du bras NPC avec les capteurs et les opto-coupleurs.....	116
Fig.III.6 Simulation du circuit de détection du défaut.....	117
Fig.III.7 Photo de la carte de commande utilisée <i>TMS32F2809</i>	118
Fig.III.8 Tests des temps-morts.....	119
Fig.III.9 Détermination de la durée maximale et de la durée minimale de l'amorçage d'un IGBT.....	120
Fig.III.10 Schémas du montage pour les tests des bras NPC cellule par cellule.....	120
Fig.III.11 Tests des deux cellules du bras NPC en fonctionnement hacheur.....	121
Fig.III.12 <i>MLI</i> 3-niveaux avec introduction d'une bande morte.....	122
Fig.III.13 Test du bras NPC en fonctionnement onduleur.....	122
Fig.III.14 Schéma du montage pour le test de connexion de deux bras NPC.....	123

Fig.III.15 MLI 3-niveaux entrelacée pour tester deux bras NPC.....	123
Fig.III.16 Connexion de deux bras NPC	123
Fig.III.17 Schéma du montage du test du bras FC.....	124
Fig.III.18 Test bras FC	124
Fig.III.19 Test de connexion bras FC-bras NPC via le filtre LC	125
Fig.III.20 Test de protection contre les surintensités de courant charge.	125
Fig.III.21 Modification des modulantes d'une commande MLI après la connexion d'une phase au point milieu.....	126
Fig.III.22 Nouvelle modification des modulantes d'une commande MLI après la connexion d'une phase au point milieu adoptée lors des essais expérimentaux.....	126
Fig.III.23 Bande morte introduite lors de la modification des modulantes.....	127
Fig.III.24 Essai en triphasé avec charge RL sous $E = 400V$: les tensions simples V_{AO} , V_{BO} et V_{CO}	127
Fig.III.25 Essai en triphasé avec charge RL sous $E = 400V$: les courants charges I_A , I_B et I_C	128
Fig.III.26 Essai en triphasé avec charge RL sous $E = 400V$: Courant de sortie du bras FC I_{FC} , Tension de sortie du bras FC V_{FC} , Tension d'entrée des bras NPC V_{NPC}	128
Fig.III.27 Concaténation des signaux $(I_{NPC})_{BF,i} \ i=1..6$	132
Fig.III.28 Concaténation des signaux $(I_{NPC})_{BF,i} \ i=1..4$	133
Fig.III.29 Essai en triphasé avec charge RL sous $E = 400V$: les tensions simples V_{AO} , V_{BO} et V_{CO} et courant charge I_A	137
Fig.III.30 Essai en triphasé avec charge RL sous $E = 400V$: les tensions entre phases V_{AB} , V_{BC} et V_{CA} et courant charge I_A	137
Fig.III.31 Essai en triphasé avec charge RL sous $E=400V$: les courants charges I_A , I_B et I_C et la tension d'entrée des bras NPC V_{NPC}	138
Fig.III.32 Essai en triphasé avec charge RL sous $E = 400V$: courant de sortie du bras FC I_{FC} , tension de sortie du bras FC V_{FC} , tension d'entrée des bras NPC V_{NPC} et le courant de charge I_A	138
Fig.III.33 Evolution du rapport cyclique α_{Ti} de l'interrupteur Ti dans le cas d'une stratégie SVM (rouge) et d'une stratégie MLI (bleu) sur une période de modulation avec une profondeur de modulation maximale	139
Fig.III.34 Composante basse fréquence du courant du point milieu I_{NPC} dans le cas d'une stratégie SVM (rouge) et d'une stratégie MLI (bleu) sur une période de modulation en mode normal.....	139
Fig.III.35 Régulation du courant charge en boucle fermée sous $E = 400V$: courant de phase I_A , Courant mesuré I_{d_mes} , courant de référence I_{d_ref} , Tension simple V_{AO}	140
Fig.III.36 Régulation du courant charge en boucle fermée sous $E = 400V$: courant de sortie du bras FC I_{FC} , Tension d'entrée des bras NPC V_{NPC} , Tension de la capacité flottante V_{cap} , Tension de sortie du bras FC V_{FC}	140
Fig.III.37 Régulation du courant charge en boucle fermée sous $E = 400V$: Tensions simples V_{AO} , V_{BO} et V_{CO} , Tensions entre phases V_{AB} , V_{BC} , et V_{CA} , Courants de charges I_A , I_B et I_C	141
Fig.III.38 Nouvelle sectorisation des triangles impairs : exemple du triangle 3.....	142
Fig.III.39 Régulation du courant charge en boucle fermée sous $E = 400V$ avec la nouvelle table de commutation : Tension simple V_{AO} , Tension entre phases V_{AB} , Courant de charge I_A et tension d'entrée des bras NPC V_{NPC}	142
Fig.III.40 Photo de la maquette connectée à la machine asynchrone.....	143
Fig.III.41 Commande de la machine asynchrone	144
Fig.III.42 Bras Avec les modifications apportés pour la reconfiguration	144

Fig.III.43 Création du défaut au niveau du bras NPC	145
Fig.III.44 Etage de détection du défaut.....	146
Fig.III.45 Retard de détection du défaut.....	147
Fig.III.46 Test de rupture des fusibles.....	148
Fig.III.47 Photos des deux types de fusibles testés.....	149
Fig.III.48 Test de comparaison des deux technologies de fusibles : Tension du bus continu V_{BUS} , Courant dans l'inductance snubber $I_{snubber}$, Tension aux bornes du fusible H_i	150
Fig.III.49 Schéma du model simplifié pour le dimensionnement de l'inductance snubber et des fusibles	150
Fig.III.50 Evolution du courant dans l'inductance snubber $I_{snubber}$ selon le model adopté.....	151
Fig.III.51 Evolution de $i^2 t_{Diode}$ des diodes des modules IGBT.....	152
Fig.III.52 Schéma du montage pour la validation de la reconfiguration en monophasé.....	153
Fig.III.53 Les étapes de la reconfiguration après défaut	153
Fig.III.54 Photos de la maquette lors de la validation de la reconfiguration en monophasé.....	154
Fig.III.55 Validation de la reconfiguration en monophasé : Signal de commande du thyristor C_{TH} , Courant charge I_{charge} , Tension aux bornes de la charge V_{charge} , Tension de sortie du bras FC V_{FC}	154
Fig.III.56 Validation de la reconfiguration en monophasé: Avant défaut : Signal de commande du thyristor C_{TH} , Courant charge I_A , Tension aux bornes de la charge V_{charge} , Tension du bras FC V_{FC}	155
Fig.III.57 Validation de la reconfiguration en monophasé : Instant de défaut: Signal de commande du thyristor C_{TH} , Courant charge I_A , Tension aux bornes de la charge V_{charge} , Tension du bras FC V_{FC}	155
Fig.III.58 Validation de la reconfiguration en monophasé : Après défaut : Signal de commande du thyristor V_{TH} , Courant charge I_{charge} , Tension aux bornes de la charge V_{charge} , Tension de sortie du bras FC V_{FC}	156
Fig.III.59 Validation de la reconfiguration en monophasé : Signal de commande du thyristor V_{TH} , Courant dans l'inductance snubber $I_{snubber}$, Tensions aux bornes du fusible HighSide $V_{F_{HS}}$, Tension aux bornes du fusible LowSides $V_{F_{LS}}$	156
Fig.III.60 Validation de la reconfiguration en triphasé : Avant défaut : Tension de la phase « A » V_{AO} , tension de la phase « B » V_{BO} , Tension de la phase « C » V_{CO} , Courant de charge de la phase « A » I_A	157
Fig.III.61 Validation de la reconfiguration en triphasé : Après défaut : Tension de la phase « A » V_{AO} , Tension de la phase « B » V_{BO} , Tension de la phase « C » V_{CO} , Courant de charge de la phase A I_A : a) Défaut au maximum de la modulante, b) Défaut à modulante presque nulle	158
Fig.III.62 Validation de la reconfiguration en triphasé : Zoom sur l'instant de défaut : Tension de la phase « A » V_{AO} , Tension de la phase « B » V_{BO} , Tension de la phase « C » V_{CO} , Courant de charge de la phase « A » I_A	158
Fig.III.63 Modélisation des énergies de commutation	161
Fig.III.64 Modification des signaux de commande pour l'échantillonnage du courant au blocage.....	161
Fig.III.65 Algorithme d'estimation des pertes d'un module IGBT	162
Fig.III.66 Pertes totales dissipées [W] par les deux structures d'onduleur 3-niveaux	162
Fig.III.67 Pertes totales dissipées par chaque bras	163
Fig.III.68 Pertes dissipées par chaque module du bras	164

Liste des Tableaux

Tab.I.1. Identification de l'IGBT défaillant en fonction de l'angle θ_P	37
Tab.II.1 Valeurs des tensions V_{jo} en fonction des $T_{ij} (j = A, B, C ; i = 1..6)$	53
Tab.II.2 Vecteurs tension délivrés par l'onduleur NPC reconfiguré au point milieu avec deux phases actives en modulation	61
Tab.II.3 Correspondance entre les vecteurs $\mathbf{Vi}_{=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille I.....	66
Tab.II.4 Correspondance entre les vecteurs $\mathbf{Vi}_{=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille II	67
ab.II.5 Correspondance entre les vecteurs $\mathbf{Vi}_{=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille III.....	68
Tab.II.6 Correspondance entre les vecteurs $\mathbf{Vi}_{=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille IV.....	68
Tab.II.7 Tableau récapitulatif des expressions des rapports cycliques α_i de chaque vecteur dans chaque secteur du plan (α, β) de l'onduleur NPC reconfiguré.....	70
Tab.II.8 Algorithme de la commande du bras FC à l'aide de $\langle I_{FC} \rangle$	73
Tab.II.9 Algorithme de la commande par hystérésis du bras FC	75
Tab.II.10 Valeurs des tensions de sortie de chaque bras en fonction des signaux de commande	84
Tab.II.11 Correspondance entre les vecteurs $\mathbf{Vi}_{=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille I.....	86
Tab.II.12 Correspondance entre les vecteurs $\mathbf{Vi}_{=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille II	88
Tab.II.13 Correspondance entre les vecteurs $\mathbf{Vi}_{=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille III.....	88
Tab.II.14 Correspondance entre les vecteurs $\mathbf{Vi}_{=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille IV.....	89
Tab.II.15 Correspondance entre les vecteurs $\mathbf{Vi}_{=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille V.....	89
Tab.II.16 Correspondance entre les vecteurs $\mathbf{Vi}_{=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille VI.....	90
Tab.III.1 Valeurs des composants de la partie puissance de la maquette.....	114
Tab.III.2 Tableau des valeurs des tensions de saturation et de la résistance interne des modules IGBT utilisés pour les bras NPC et le bras FC	160

INTRODUCTION GENERALE

Vu l'importance que revêt la sûreté de fonctionnement des systèmes électriques dans plusieurs domaines (traction électrique, génération de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne, etc,...), il est nécessaire d'examiner la continuité de service de ces systèmes même dans le cas d'un dysfonctionnement d'un des modules IGBT, d'un bras de l'onduleur ou d'une phase de la machine. Ainsi, il est indispensable de concevoir de nouvelles architectures matérielles (nouvelles topologies de convertisseurs) et logicielles (algorithmes de commande de l'association Convertisseur-machine) capables de fonctionner à puissance significative même en présence de défaillance touchant le système et plus particulièrement les modules IGBT de l'onduleur. En effet, des études bibliographiques concernant ce type de défaillances ont montré que la continuité de service, même avec des performances moindres que celles en mode sain est indispensable.

Des travaux de recherche au *LSE de Tunis* et au *LAPLACE de Toulouse* ont prouvé la possibilité de tels systèmes. Un mode de reconfiguration privilégié de l'onduleur suite à une panne consiste à isoler le bras défaillant et à relier la phase correspondante de la machine au point milieu du bus continu de l'onduleur. D'autres configurations moins connues aujourd'hui seront également à examiner et à confronter, à titre d'exemples : bras secours en redondance passive parallèle, redondances actives parallèles, alimentation partielle en demi-tension, alimentation en diphasée, ...

Le sujet de thèse proposé s'intéresse à une nouvelle structure hybride multiniveaux tolérante aux défauts. Elle consiste à ajouter à un convertisseur triphasé 3-niveaux type *NPC* (Neutral Point Clamped), un quatrième bras 3-niveaux type *FC* (Flying Cap).

Le *chapitre I* de ce mémoire est consacré à une étude sur l'état de l'art de la tolérance aux pannes des systèmes de conversion. Les principaux défauts touchants les IGBT sont détaillés, ainsi que les principales solutions de diagnostic de ces défauts et de reconfiguration post-défaut proposées dans la littérature.

Dans le *chapitre II*, une analyse de la structure multiniveaux 4-bras proposée est présentée. L'originalité de cette topologie repose sur l'ajout du bras *FC*. Ce quatrième bras

Introduction générale

joue un double rôle. En mode de fonctionnement normal, il assure l'équilibrage actif du potentiel point milieu pour les trois bras *NPC*, via une régulation indépendante de la commande du convertisseur *NPC*. En mode dégradé, et suite à la perte d'un bras, deux scénarios peuvent être envisagés. Dans le premier scénario, la phase du bras endommagé est reliée à ce quatrième bras qui continue de fournir le potentiel du point milieu. Les deux bras sains continuent quant à eux de moduler pour fournir une tension de sortie sur trois niveaux. Ainsi, dans ce premier scénario, on obtient une phase avec un seul niveau de tension correspondant au potentiel du point milieu, et deux phases avec trois niveaux. Ceci engendre une réduction de 50% sur la puissance délivrée par le convertisseur par rapport à un fonctionnement normal. Dans le deuxième scénario, le quatrième bras vient remplacer le bras isolé et fournit en sortie une tension de trois niveaux. Ceci implique l'absence du potentiel point milieu. De ce fait, les tensions de sortie des deux bras sains sont sur deux niveaux (niveau haut et niveau bas). Bien qu'aucune perte au niveau de la puissance délivrée ne soit envisagée, ce deuxième scénario présente un inconvénient majeur vu la difficulté matérielle de l'isolation des deux bras sains du point milieu actif, c'est-à-dire, du bras *FC*.

Des simulations ont montré la nécessité d'introduire un filtrage passif entre les deux structures *NPC* et *FC* pour assurer un fonctionnement sécurisé et optimal. Une étude mathématique qui prend en compte les différentes contraintes du système est établie pour le dimensionnement d'un tel filtre.

Une modélisation mathématique très fine de l'association machine asynchrone-onduleur reconfiguré est établie. Des travaux antérieurs ont montré les limites d'un tel système si un onduleur de tension 2-niveaux conventionnel est employé. En effet, la modélisation d'une association onduleur multiniveaux-machine asynchrone donne à priori naissance à un nombre de vecteurs tensions réduit par rapport au cas sain de fonctionnement, mais suffisamment élevé pour pouvoir être exploité dans le but de concevoir et réaliser un contrôle acceptable de la machine.

La mise au point d'une telle structure nécessite l'étude approfondie de cinq points :

- la technique adoptée pour la détection d'un défaut au niveau d'un IGBT.
- la stratégie adéquate assurant une isolation sécurisée du bras défaillant
- le couplage entre les deux différentes structures *NPC* et *FC*

Introduction générale

- la commande du convertisseur dans les deux modes post-défaut proposés.
- l'estimation des pertes engendrées par la structure en mode de fonctionnement dégradé.

Les volets détection, isolation et passage de mode de fonctionnement normal au mode de fonctionnement dégradés sont analysés dans le *chapitre III*. Concernant le premier point, une solution originale est proposée. Elle consiste à comparer les signaux de commandes délivrées par la carte de commande avec les demi tensions des bras.

Aussi, une nouvelle technique d'isolation basée sur des fusibles, et qui profite des caractéristiques intrinsèques de la topologie *NPC* est synthétisée. Cette technique présente deux avantages majeurs : un nombre réduit de composants supplémentaires, et une possibilité d'isolation et de reconnexion post défaut quel que soit l'IGBT défaillant et quelle que soit la nature de défaut.

Ces différents points sont vérifiés en premier temps par simulation. En deuxième temps, ils sont validés expérimentalement sur un prototype élaboré au sein du laboratoire *LAPLACE*. Ce prototype expérimental consiste en un convertisseur hybride 4-bras 3-niveaux de *15kW*. Une procédure de tests expérimentaux est mise au point pour la validation des différentes fonctionnalités du système.

Finalement, un algorithme d'estimation des pertes d'une telle structure dans les différents modes de fonctionnement est développé.

Ce travail trouve son application directe dans le monde industriel utilisant les machines asynchrones et nécessitant une continuité de service pour leurs systèmes tels que la traction ferroviaire, les systèmes éoliens à vitesse variable ou autres systèmes ne faisant pas intervenir des machines électriques tels que les systèmes de génération à base d'énergie photovoltaïque.

Chapitre.I Tolérance aux pannes des convertisseurs statiques : Etat de l'art

Sommaire

CHAPITRE.I TOLERANCE AUX PANNES DES CONVERTISSEURS STATIQUES : ETAT DE L'ART.....	25
I.1 Introduction	26
I.2 Fiabilité et continuité de fonctionnement des systèmes de puissance	26
I.3 Les défaillances au niveau des IGBT.....	28
I.3.1. Origines et causes des défauts	28
I.3.2. Les principaux mécanismes de défaillance des modules IGBT.....	29
I.4 Tolérances aux défauts des convertisseurs statiques	33
I.4.1. Pronostic.....	33
I.4.2. Diagnostic	34
I.4.3. Isolation du défaut	38
I.4.4. Reconfiguration post-défaut	39
I.5 Conclusion.....	46

Chapitre I

I.1 Introduction

D'une façon générale, la fiabilité est définie comme étant la probabilité qu'un élément (composant, sous-système, ou système) exécute les fonctions attendues pendant une période de temps en vertu des conditions environnementales et opérationnelles données [1]. La fonction de fiabilité $R(t)$ représente la probabilité pour que le système fonctionne sans défaillance sur un intervalle de temps $[0, t]$.

Au cours des dernières décennies, la fiabilité des systèmes électriques a été le centre d'intérêt de plusieurs travaux de recherche. Diverses mesures d'évaluation de la fiabilité du système ont été définies et analysées. Afin d'analyser la fiabilité des systèmes électriques, l'estimation mathématique de la fiabilité est nécessaire. Des modèles de défaillance au niveau composant ont été étudiés, ainsi que plusieurs méthodologies quantitatives pour construire des modèles de fiabilité au niveau système. Ces deux approches se combinent pour donner une prévision précise de la fiabilité.

Dans de nombreux cas, la conception classique d'un système électrique ne permet pas de satisfaire l'exigence de la fiabilité. De nombreuses solutions sont alors proposées pour améliorer la fiabilité, comme la surveillance active en ligne, la gestion des défauts, le fonctionnement dégradé avec reconfiguration des stratégies de commande.

I.2 Fiabilité et continuité de fonctionnement des systèmes de puissance

Comme l'électrification croît à travers le monde d'une manière exponentielle, l'électronique de puissance est de plus en plus sollicitée [2]. Il est clair que l'électronique de puissance, et plus particulièrement les convertisseurs statiques présentent une technologie clé pour la production d'énergie renouvelable et la transmission de puissance à grande distance, mais aussi pour plusieurs autres applications à travers une variété d'industries. En effet, les avions, les voitures, les bateaux, et d'autres systèmes d'énergie autonome sont de plus en plus équipés de systèmes de conversion d'énergie électrique.

Afin d'obtenir un impact sociétal et économique optimal, les industriels cherchent à améliorer les critères caractérisant les systèmes de conversion intégrés dans les systèmes électriques, à savoir le rendement, la sécurité, le respect de l'environnement, etc,... Outre ces critères, la sûreté de fonctionnement est devenue aujourd'hui un enjeu crucial.

En effet, l'importance que revêt la fiabilité des systèmes électriques est de nos jours sans équivoque, vu qu'une dégradation de ces systèmes est susceptible d'engendrer d'énormes dégâts technologiques, financiers et humains. La forte intégration de l'électronique de puissances dans certaines applications de faible et moyenne puissance a conduit les industriels et les chercheurs à prendre en considération la tolérance aux pannes dans la conception des convertisseurs statiques [3]-[4], d'autant plus que les études dans le domaine de la fiabilité affirment la prédominance des convertisseurs statiques comme origine des défaillances des systèmes électriques [5]-[6]. Ce problème revêt aujourd'hui une importance de premier plan pour les applications réseaux (grid), dans les transports et l'aéronautique en particulier.

Ainsi, la fiabilité globale est fortement considérée depuis les phases de définition et la conception de l'architecture de plusieurs systèmes.

Chapitre I

Pour quantifier le coût financier consécutif à la défaillance d'un composant ou d'un système, la notion du « ratio défaut/coût » est définie. Il s'agit du rapport de la pénalité financière consécutive à la défaillance ou coût d'indisponibilité par rapport au coût total d'achat du système.

D'après la figure Fig.I.1, le ratio défaut/coût est supérieur à 80% dans 25% des cas. Alors qu'il est inférieur à 20% dans 30% des cas.

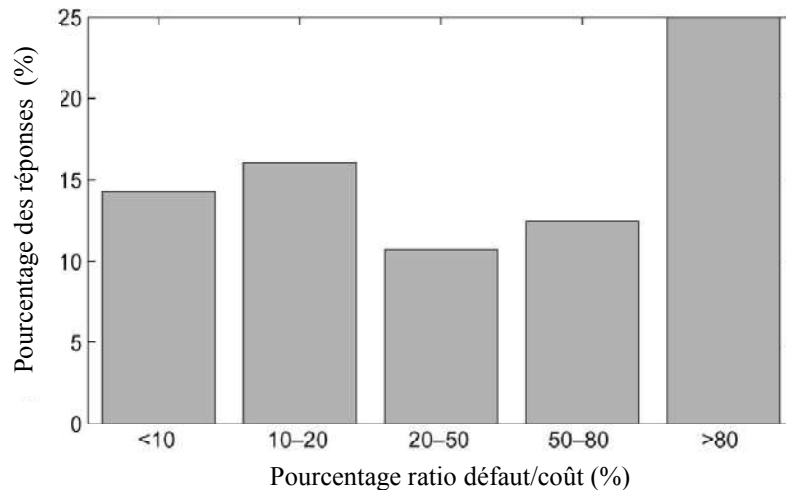


Fig.I.1 Enquête réalisée par [7]: Variation du pourcentage du ratio défaut/coût

Cette divergence s'explique par le fait que ce ratio dépend du type de système et de l'application. En effet, pour les systèmes hautement intégrés, la maintenance est gratuite. Par contre, dans d'autres applications, une défaillance interne permanente engendre des coûts très élevés comme le démontage et remplacement des composants, les déplacements du personnel d'entretien, des pénalités financières de par l'indisponibilité de l'équipement, etc... On peut citer l'exemple de la production d'énergie renouvelable où la maintenance est difficile et onéreuse (éolien off-shore par exemple). Aussi, dans ce domaine, l'arrêt du système de production à grande échelle peut entraîner des problèmes de stabilité des réseaux et des risques de black-out [8]-[9].

Une première approche de solutions consiste à fiabiliser les composants les plus fragiles vis-à-vis des contraintes les plus sévères telles les surtensions (statiques par l'alimentation et dynamiques lors des commutations), l'échauffement (température ambiante et l'auto-échauffement dû aux pertes) et les couplages *EMI* impliquant la commande. Des choix technologiques de composants surdimensionnés ou plus robustes sont possibles tels le *SiC* en remplacement du *Si*, couplés à des solutions de conditionnement des sources (filtres) et de refroidissement performant pour réduire les contraintes. La mise en place de protections électroniques en auto-surveillance permet aussi de rendre moins fragiles les composants semi-conducteurs et donc moins vulnérables. Une plus grande complexité apparaît sans pour autant tendre systématiquement vers la haute fiabilité réclamée par les domaines exigeants tels que l'industrie de forte puissance, la production de l'énergie, la propulsion navale, l'aéronautique et la traction ferroviaire. Une alternative à cette approche directe au niveau "composants" est donc nécessaire. C'est en particulier le cas pour les équipements embarqués, où une approche plus système est obligatoire en complément d'une approche composant.

Ainsi, en électronique de puissance, les recherches se sont approfondies sur la synthèse de topologies de circuits de conversion robustes, sécurisées et tolérantes aux défauts permettant

Chapitre I

le maintien du service généralement à faible derating [10]-[14]. Cette tolérance de panne peut être obtenue de manière naturelle en tirant partie de la modularité du circuit de conversion, des sources et des charges ou de sa ramification série/parallèle moyennant un surdimensionnement initial, on parle dans ce cas de redondance active intégrée ; ou bien par l'insertion de circuits en parallèle, en état de veille, on parle dans ce cas de redondance passive.

Connaître les causes des défaillances des systèmes de conversion est primordial pour l'étude de leur fiabilité. Dans un convertisseur statique, l'origine de la défaillance interne peut être soit les composants passifs (résistances, inductances, condensateurs), les connecteurs, les drivers ou les composants de puissance. Selon [15], les interrupteurs de puissance sont à l'origine des défaillances pour 38% des cas.

Les transistors IGBT (Insulate Gate Bipolar Transistor) sont les semi-conducteurs les plus utilisés dans l'industrie aujourd'hui (42% selon [7]), surtout dans les applications de moyenne et haute puissance (entre 300V et 6.5kV [16]) grâce notamment à un excellent compromis entre la faible énergie de commande, les temps de commutation courts et la faible chute de tension à l'état passant [17]. L'IGBT combine les caractéristiques du transistor à jonction bipolaire (BJT) et le transistor à effet de champ (MOSFET), offrant d'un côté de faibles pertes de commutation en raison de la haute impédance d'entrée du MOSFET, et d'un autre côté de faibles pertes de conduction en raison de la tension réduite collecteur-émetteur V_{CE} du BJT lors de la phase de conduction [18]. Un autre avantage des IGBT réside dans le fait que la tension de commande de grille est de l'ordre $\pm 15V$ [18], ce qui offre l'avantage de pouvoir contrôler des systèmes de puissance avec une bonne immunité vis-à-vis des dv/dt ou des couplages *EMI*.

Dans le cadre cette thèse, nous nous intéresserons à l'étude de la continuité de service des convertisseurs de puissance suite à des défaillances touchant les modules IGBT. Pour ce faire, nous commencerons dans ce qui suit par une étude sur l'origine des défauts touchant les composants IGBT et les principales méthodes de diagnostic et de détection de ces défauts proposées dans la littérature. Les topologies sécurisées à tolérance de panne seront ensuite décrites.

I.3 Les défaillances au niveau des IGBT

I.3.1. Origines et causes des défauts

Les causes de défaillance d'un IGBT peuvent être classées en trois catégories : les défauts de commande, les régimes transitoires de fonctionnements en particulier ceux concernant la tension aux bornes, les surcharges thermiques et les conditions environnementales d'usage [2]. Les conditions environnementales engendrant une défaillance de l'IGBT sont principalement les températures ambiantes extrêmes, l'humidité, les radiations ionisantes naturelles et les vibrations mécaniques [19]. D'une manière moins fréquente, la contamination et la poussière sont aussi sources de dysfonctionnement de l'IGBT comme le montre la figure Fig.I.2.

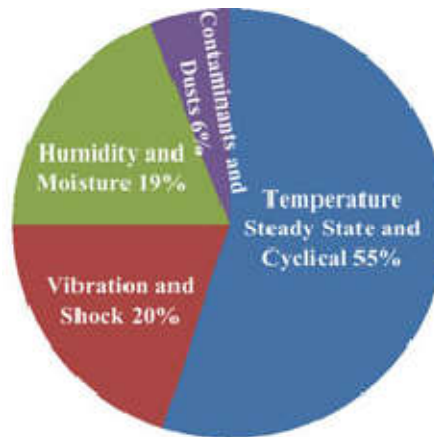


Fig.I.2 Origines des défauts des convertisseurs statiques (en pourcentage) [15]

I.3.2. Les principaux mécanismes de défaillance des modules IGBT

Les modules IGBT (puces IGBT et diodes assemblés) sont généralement intégrés dans un seul package dans le but d'assurer un contact électrique adéquat, un refroidissement homogène, et une bonne isolation électrique et protection physique. Les défauts des IGBT peuvent être donc divisés en deux types : les défauts relatifs à la puce et les défauts relatifs au package [20].

I.3.2.1 Défauts relatifs aux puces

Les défauts liés aux puces sont responsables de la destruction directe du semi-conducteur. Elles sont différentes des défauts relatifs aux packages, mais ces deux types de défaut peuvent être responsables simultanément de l'endommagement du composant de puissance. Les points que nous allons détailler sont généralement considérés comme les principales causes de dégradations et d'éventuels défauts à long terme [20].

a) Sur-charge électrique:

La sur-charge électrique appelée aussi « Over-stress électrique » est associée à la sur-tension et à la sur-intensité que subit le module IGBT. Cette surcharge cause la surchauffe de la puce dont les effets peuvent être désastreux : emballement thermique à l'état bloqué, focalisation des lignes de courant sur la puce, latch-up, fusion, perçage métallique et destruction. Il est crucial de s'assurer que la zone de fonctionnement sûre, appelée aussi *SOA* (Safe Operation Area) de l'IGBT soit convenable pour l'application et que le dissipateur thermique soit bien dimensionné [21].

b) Décharge électrostatique

Une décharge électrostatique peut perforer partiellement la grille de l'IGBT. Avec cette anomalie, le semi-conducteur peut continuer de fonctionner pendant un certain temps, mais la défaillance surgira après une période de service [22]. Un court-circuit au niveau de la grille est généralement causé par une décharge électrostatique lorsqu'une sur-tension est appliquée à celle-ci en l'absence de protections [23].

Chapitre I

c) Latch-Up

Un latch-up est un court-circuit dans le semi-conducteur suite à l'amorçage du thyristor parasite. Une très grande valeur de dv/dt durant le blocage peut amorcer ces thyristors parasites causant ainsi un latch-up.

d) Activation thermique

Selon la loi d'*Arrhenius*, l'activation thermique est renforcée suite à une augmentation de la température.

$$K = e^{(-E/RT)} \quad (I.1)$$

Avec :

k : niveau de l'activation

E : énergie d'activation (Joule/mole)

T : Température (Kelvin)

R : constante de gaz parfait (joule/mole/Kelvin)

Le processus de dégradation de tous les composants électroniques est accéléré par des augmentations de la température de fonctionnement.

e) Radiation externe

Pour les applications aéronautiques, des problèmes d'ionisation ont été observés au niveau des matériaux composants les semi-conducteurs, causés par les protons et les électrons confinés dans le champ magnétique terrestre [22].

Il est à noter que toutes ces causes de défaillance amènent la puce dans un état faiblement ohmique entre les électrodes émetteur et collecteur dont la valeur et la stabilité dans le temps est dépendante du type d'interconnexion filaire et du type d'encapsulant autour de la puce (gel silicone ou résine d'époxy) [24]. Néanmoins, de par la présence des fils de connexion (wire-bonding) sur les modules standards, ceux-ci présentent un comportement de type fusible si l'énergie du défaut ou le I^2T mis en jeu dépasse un seuil critique [25].

I.3.2.2 Défauts relatifs aux packages

Les défaillances les plus fréquemment observées au niveau des modules IGBT sont liées aux contraintes thermomécaniques subies par les différents matériaux constituant les packages de ces modules. En effet, ces packages contiennent plusieurs matériaux qui ont des coefficients de dilatation thermique différents. Lorsque le module subit des changements thermiques, soit activement par auto-réchauffement, soit passivement par changement de la température ambiante, cette inégalité entre les coefficients de dilatation thermique provoque des endommagements au niveau des surfaces de contact des matériaux constituant le module [26].

Il existe deux technologies de packages IGBT : modules de puissance IGBT (*PMI* : Power Module IGBT) et PressPack IGBT (*PPI*). La figure Fig.I.3 présente la structure de ces deux technologies.

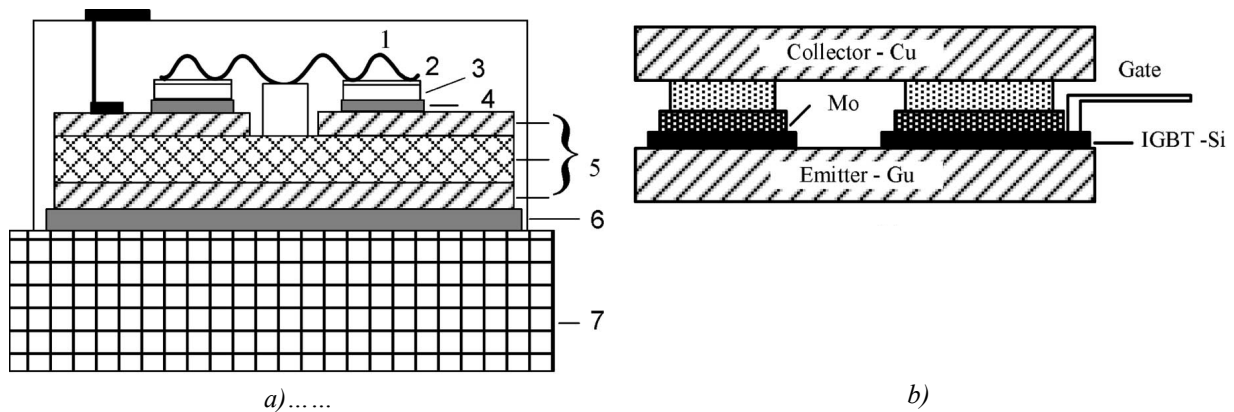


Fig.I.3 Structure des packages IGBT : a) Power Module IGBT: 1: câble de connexion (Al), 2: surface de la puce (Al), 3: puce(Si), 4: joint de la matrice (soudure), 5: DBC, 6: joint du DBC (soudure), 7: support de base(Cu), b) PressPack IGBT [20]

Le module de puissance est caractérisé par une puce IGBT soudée à des fils conducteurs par sa face supérieure et brasée sur un support isolant métallisé par sa face arrière. Le support qui assure la conduction thermique à partir de la puce, est soudé sur une embase métallique, par laquelle est évacué le flux de chaleur jusqu'au dissipateur externe. La structure de presse-pack est caractérisée quant à elle par une puce IGBT pressée dans le but d'assurer un contact thermique et électrique uniforme et sans soudure nécessitant un isolement électrique par l'extérieur du boîtier.

Cette dernière technologie présente un avantage considérable dans les applications haute tension où des modules sont connectés en série. Lors de la défaillance dans un état faiblement ohmique proche du court-circuit d'un seul module, le système peut « survivre » et continuer à opérer compte tenu de la connexion directe entre la puce et les contacts métalliques du module [27].

La fiabilité des press-pack est meilleure que celle des Power Module, grâce notamment à une meilleure tolérance par rapport aux cycles thermiques en raison de l'absence de soudure: cette technologie assure en effet un refroidissement des deux faces, ce qui permet d'abaisser la résistance thermique [28]. Cependant, le refroidissement des IGBT presse-pack repose sur l'huile ou d'autres liquides déminéralisés pour éviter que ce liquide soit conducteur de courant [29]. La contamination de ce liquide de refroidissement peut conduire à des défaillances électriques. D'autre part, lors de la formation de l'alliage de conduction, et au bout d'une certaine période de service, la réaction entre l'aluminium fondu (Al) et le molybdène (Mo) peut provoquer des fissures au niveau de la plaque sur laquelle la puce est pressée. L'interaction de particules du molybdène (Mo) avec le Silicium (Si) et l'aluminium (Al), pendant une longue période de temps génère divers intermétalliques, réduisant sa conductivité et conduisant à d'autres formes de défaillances [30].

Par ailleurs, les Power Modules sont plus exposés aux défaillances. Leur problème de fiabilité découle principalement des connexions filaires sur la puce, la brasure de la puce sur le support isolant métallisé. Les défauts relatifs à ces connexions sont :

a) Détachement des fils de connexion

Ce type de défaut est principalement causé par les micro-fissures à l'interface de connexion entre le fil en aluminium et la fine métallisation de la puce, de l'ordre de quelques microns. Ces fissures ont pour origine les variations de la température et l'inégalité des coefficients de

Chapitre I

dilatation thermique du silicium et de l'Aluminium [31]. La figure Fig.I.4 montre le principe de la propagation de la fissure à l'interface entre le pied du fil et la zone de contact.

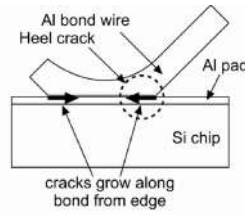


Fig.I.4 Principe de la propagation de la fissure au niveau du câble de connexion [20]

Les tests thermiques réalisés avec des grandes variations de la température de jonction ont montré que les fissures se propagent à partir des deux extrémités vers le centre de la connexion câble-puce le long des fibres du câble de connexion. Lorsque la fissure atteint le centre, le fil se détache [32], on parle de lift-off.

En plus des raisons relatives à la température, ce mode de défaillance peut être la conséquence du couplage inductif parasite entre les fils et la distribution non-uniforme du courant entre les fils qui en découle [33]. Aussi, un courant transitoire déséquilibré entre des puces mises en parallèles ou des contraintes mécaniques sur les fils induites par les champs magnétiques peuvent contribuer à ce phénomène [33]. En effet, lorsqu'un fil conducteur parcouru par un courant est exposé à un champ magnétique, il est exposé à une force magnétique : c'est la force de Laplace. L'expression de cette force est :

$$F_i = B L_i i_i \quad (I.2)$$

Où L_i et I_i sont respectivement la longueur et le courant parcouru par le fil i , et B la densité du flux magnétique induite par ce fil. La densité de flux magnétique induite par le fil i est égale à la somme des densités de flux générées par tous les autres fils de connexion, si l'on suppose que les fils sont parfaitement en parallèle, et que leur longueur est beaucoup plus grande que la distance qui les sépare. La densité du flux induite par le fil k sur le fil i est :

$$B_{i,k} = \frac{i_k \mu_0}{2 \pi \delta_{i,k}} \quad (I.3)$$

Où $\delta_{i,k}$ est la distance entre les deux fils et i_k le courant parcouru par le fil k et μ_0 la perméabilité magnétique du vide.

Le détachement des fils de connexion est fréquemment observé pour les IGBT, les MOSFET, et les diodes antiparallèles des modules IGBT [34]. Durant les tests thermiques menés par les chercheurs, la défaillance due au détachement des fils de connexion peut évoluer en fonction des contraintes sous lesquelles les modules sont soumis. En effet, si le test n'est pas interrompu après le dépassement d'une durée prédéfinie, la fusion des fils de connexion peut avoir lieu compte-tenu du report de courant des fils déconnectés vers les fils connectés

b) Défaillances des soudures

Un des défauts le plus fréquent que peut subir des modules de puissance est la dégradation puis la fissuration de la soudure entre le substrat isolant cuivré du module et la semelle et/ou la soudure entre la puce du module et le substrat isolant cuivré [34]. Les problèmes de

Chapitre I

soudure sont liés principalement à la microstructure initiale de la soudure, les bulles d'air résiduelles constituant des amorce de fissure [35]. Le phénomène survient à cause de l'inégalité des coefficients de dilatation thermique de silicium et du substrat de cuivré, ce qui entraîne une contrainte de cisaillement dans la couche de soudure et éventuellement les fissures sous formes de "vides" comme le montre la figure Fig.I.5. Ces vides réduisent la surface effective par laquelle le flux de chaleur de la puce est évacué par conduction, ce qui contribue au "réchauffement" de la puce. Le processus de ce réchauffement s'accélère avec la propagation et l'élargissement des fissures [36]. Ce "réchauffement" local dû à l'augmentation de la résistance thermique de la puce peut l'endommager [37]. En effet, la déformation des soudures a lieu suite à trois mécanismes : un mécanisme élastique, un mécanisme plastique et un mécanisme de fluage. Durant un cycle thermique, les trois mécanismes contribuent ensemble à la défaillance de la couche de soudure. Le réchauffement initial expose la couche de soudure à une contrainte élastique. Lorsque la température maximale du cycle thermique est atteinte, la soudure va au-delà de son point de limite d'élasticité. À cet instant, une déformation plastique se produit. Lors de cette étape, la soudure commence à se déformer ou à fluer tant que la haute température persiste. Le fluage se termine une fois que les contraintes causées par la dilatation du cuivre par rapport au silicium se dissipent. Finalement, le module commence à se refroidir et le processus se répète avec le cycle thermique suivant. La répétition de ce cycle développe des fissures dans la couche de la soudure et augmente la taille des vides.

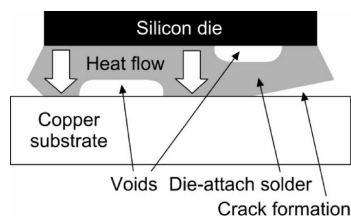


Fig.I.5 Schéma de principe de la fissure et formation des « vides » au niveau de la soudure [20]

I.4 Tolérances aux défauts des convertisseurs statiques

Dans le but d'assurer la continuité de fonctionnement des systèmes de puissance suite à la défaillance d'un ou de plusieurs IGBT, la notion de fiabilité des convertisseurs statiques et des semi-conducteurs a été le sujet de plusieurs travaux de recherches. Dans [35], des notions de calcul de fiabilité comme « le temps moyen avant défaillance » (*MTTF* : Mean Time To Fail) et « la durée de vie utile restante » (*RUL* : Remaining Useful Life) d'un composant ou d'un système sont présentées. Dans [36], l'auteur définit les principales étapes de fiabilisation des convertisseurs statiques considérés globalement comme des dispositifs ou sous-systèmes d'une chaîne globale de conversion: le pronostic, le diagnostic et la conception tolérante aux défauts. Cette dernière englobe trois parties : L'isolation du défaut, la reconfiguration post-défaut et le fonctionnement en mode dégradé.

I.4.1. Pronostic

La partie « Pronostic » sert à déterminer la durée de vie utile restante d'un composant sujet à du vieillissement, ainsi que la probabilité de défaillance du composant suite à la détection

Chapitre I

d'une dérive significative sur une des grandeurs physiques. Le pronostic est la réunion des techniques de diagnostic et des modèles de durée de vie, en temps réel ou à intervalles de temps réguliers.

Le volet pronostic est moins développé dans les systèmes électriques en comparaison avec les systèmes mécaniques [37]. C'est pourquoi beaucoup de chercheurs s'inspirent des travaux antérieurs en pronostics mécaniques, et utilisent des algorithmes et des mesures similaires [38-40]. Les méthodes utilisées pour la collecte de données comprennent la mesure des températures des composants [41][42]; l'installation de dispositifs électroniques, appelés «canaris», qui sont conçus pour tomber en panne avant le système étudié [43]; la collecte de données au sujet des conditions opérationnelles telles que les vibrations [39], le nombre d'heures de fonctionnement [41], la température ambiante; l'utilisation de jauges de pression pour mesurer la pression sur les joints de soudure [43], la détection de la dégradation de la performances du système [42], etc,...

I.4.2. Diagnostic

Pour un système à tolérance de pannes, le diagnostic de défaut est la première étape une fois un défaut survient [44]. Une détection précise et opportune et la protection peuvent empêcher les propagations de défaut et leurs catastrophiques conséquences.

Idéalement, le diagnostic permet de déterminer la présence (i.e. l'existence et la localisation) et le degré de gravité d'un défaut dans un système. Dans le domaine de la fiabilité, le diagnostic est la partie la plus évoluée vue les nombreuses études de recherches qui ont traité ce sujet. En effet, plusieurs méthodes de diagnostic ont été proposées dans la littérature [45]. Ces différentes méthodes peuvent être classées selon trois approches globales :

I.4.2.1 Diagnostic direct de la puce par capteur intégré ou indirect par capteur sur driver [46]

Cette approche repose sur des circuits de détection des grandeurs tension/courant de l'IGBT ou du driver. Elle concerne essentiellement les défauts de court-circuit qui sont généralement le résultat d'un dysfonctionnement au niveau du driver ou une défaillance intrinsèque du module (sur-tension, réchauffement...)

Les circuits de détection des défauts des IGBT les plus communs, illustrés sur la figure Fig.I.6, sont basés sur la mesure de la tension de collecteur, le courant de collecteur, la tension de grille ou la tension induite aux bornes de l'inductance parasite de l'émetteur.

La première technique, représentée sur la figure Fig.I.6.a, est appelée la détection de désaturation. Lors d'un court circuit de l'IGBT, une diode de détection connectée au collecteur détecte l'augmentation de la tension de collecteur d'une valeur faible correspondante à la tension de saturation jusqu'à une valeur importante correspondante à tension du bus continu.

La figure Fig.I.6.b montre une deuxième technique basée sur la détection du courant de collecteur moyennant un circuit appelé miroir de courant. Un deuxième IGBT est intégré dans l'IGBT principal. Ce deuxième IGBT est parcouru par un courant réduit image du courant de l'IGBT. La mesure de la chute de tension aux bornes d'une résistance dont la valeur est connue créé par le courant de miroir, permet de détecter un défaut de court-circuit.

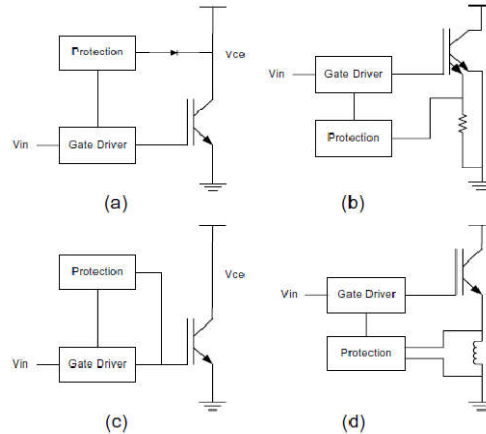


Fig.I.6 Circuits de détection des défauts IGBT

Le troisième type de circuit de détection est représenté sur la figure Fig.I.6.c. La modification de la tension de grille est détectée. En cas de défaut, la tension collecteur-émetteur V_{CE} évolue. À travers la capacité collecteur-grille (capacité *Miller*), un courant ($I = Cdv / dt$) sera imposé à la résistance de grille. Ceci, à son tour, va modifier la tension de grille et refléter un état de défaut.

La dernière technique, illustrée sur la figure Fig.I.6.d, est probablement la technique la plus efficace. Elle consiste à mesurer la tension induite dans l'inductance parasite entre l'émetteur *Kelvin* et l'émetteur de puissance. La modification du courant collecteur, est détectée par la tension induite dans cette inductance parasite. La tension induite pendant une commutation normale est différente de celle correspondant à un état défaillant. En effet, La tension induite à partir d'un courant en présence d'un défaut dure beaucoup plus longtemps.

Chacune de ces techniques présente des avantages et des inconvénients en termes de simplicité du circuit de détection et de son efficacité. La détection avec un miroir de courant est la méthode la plus chère puisqu'elle nécessite une conception particulière du la semi-conducteur. La détection de tension de grille est la méthode la plus simple. Cependant, elle nécessite un circuit de protection compliqué pour interpréter les informations obtenues sur la tension de grille. La détection de la tension collecteur-émetteur V_{CE} à l'aide d'une diode est simple à réaliser. Cependant, elle ne convient pas pour les applications à grande fréquence de commutation, du fait que cette technique nécessite l'introduction d'un temps mort correspondant au retard de la détection et qu'elle ne fournit pas un feedback dynamique sur l'évolution du défaut. Par contre, la tension induite par l'inductance parasite fournit des informations dynamiques sur le niveau et la durée de di/dt . De plus, cette méthode ne présente pas un problème de bruit et ne nécessite pas un temps mort. Ces caractéristiques sont extrêmement importantes pour la performance des IGBT lorsqu'ils commutent à très grande fréquence.

I.4.2.2 Diagnostic on-line ou off-line

Cette approche concerne généralement les défauts de circuit ouvert des IGBT. Ce type de défaut peut avoir lieu suite au détachement des fils de connexion. Il peut être aussi le résultat d'une défaillance au niveau du driver. Le défaut de circuit ouvert d'un IGBT conduit à l'apparition d'une composante continue dans les courants des phases défaillantes, mais aussi « saines ». Cette composante continue génère un déséquilibre entre les tensions des transistors

Chapitre I

d'un même bras. Ces effets peuvent causer des défauts dans l'onduleur, le moteur ou la charge. Les tensions et les courants portent les signatures du défaut et peuvent être donc analysées pour détecter et localiser ce défaut. Les défauts de circuit ouvert ne causent généralement pas l'arrêt du système, mais dégradent ses performances [45].

Le diagnostic on-line repose sur des algorithmes d'analyses. Parmi ces algorithmes, nous trouvons l'algorithme « ondelette-logique flou » [47]. C'est un algorithme de surveillance d'état en temps réel qui utilise des courants triphasés. Une transformation en ondelettes est utilisée pour identifier les modifications dans les courants. Lorsque une modification est détectée, l'offset créé par la composante continue du courant est calculé. La polarité et la valeur de cet offset sont fournies à un système de logique floue pour déterminer et localiser le défaut.

Une deuxième méthode de diagnostic on-line utilise le réseau de neurones [48]. Dans cette méthode aussi, l'analyse des courants triphasés est utilisée pour la détection des défauts. De même, une transformée en ondelettes est appliquée pour obtenir des informations sur les signatures du défaut. La variation des coefficients de décomposition contient cette information. Les coefficients d'approximation normalisés sont introduits dans un modèle artificiel de réseau de neurones pour identifier le mode de fonctionnement dégradé et le mode normal. La simulation montre qu'avec cette technique, l'erreur de diagnostic est inférieure à 5%.

Une troisième technique dédiée au cas où l'onduleur commande un moteur est présentée dans [49]. En effet, un modèle de la commande en boucle fermée d'un moteur est développé. Il fournit les tensions triphasées, les courants et le couple électromagnétique du moteur pour la formation d'un réseau de neurones artificiel multi-classe. Ce réseau de neurones détecte les défauts de circuit ouvert des semi-conducteurs ou le défaut de déconnexion d'un bras de l'onduleur triphasé. Les tests expérimentaux affirment que le taux de prévision est de l'ordre de 75% pour les défauts de circuit ouvert des interrupteurs de puissance, et dépasse les 90% pour les défauts de déconnexion des bras.

Une des méthodes de diagnostic offline est présentée dans [50]. Il s'agit d'un système d'expertises basé sur des règles. Les données et la fonctionnalité de chaque élément et chaque composant du système onduleur/machine ainsi que la connectivité entre ces différents éléments sont interactivement utilisés pour identifier l'existence d'un défaut. Toutes les données sur les comportements des composants et l'état des systèmes de protection sont implicitement codées dans une base de données. Chaque module du système est le sujet d'une série de tests. Ces tests peuvent contenir un questionnaire qui est présenté à l'opérateur au moment du diagnostic. Un questionnaire ordonne à l'opérateur d'effectuer quelques essais et de répondre si le fonctionnement est normal ou défectueux. Un diagnostic du défaut est présenté par le système d'expertise à chaque fois que l'essai présente un défaut.

I.4.2.3 Diagnostic global du convertisseur

a) Diagnostic temporel

Dans la technique de diagnostic proposée par [51], les modes de défaut de l'onduleur sont caractérisés par les motifs de la forme d'onde du courant dans le domaine temporel. La caractéristique du motif est définie par des paramètres, tels que la valeur de la composante continue du courant ou la polarité de la valeur moyenne du courant.

Chapitre I

b) Diagnostic fréquentiel

Les auteurs de [52] proposent une méthode de diagnostic basée sur l'analyse du spectre du courant afin de détecter les caractéristiques d'un circuit ouvert d'un transistor. Une transformée de Fourier rapide (*FFT*) est utilisée pour l'analyse du spectre. Cette technique nécessite un calculateur relativement puissant.

c) Diagnostic vectoriel

Deux méthodes de diagnostic basées sur l'évolution du vecteur courant dans l'espace vectoriel de l'onduleur sont présentées dans [53] et [54]. La première, appelée méthode du vecteur de Park, concerne la structure de l'onduleur 2-niveaux triphasé. Dans cette technique, la détection des défauts de circuit ouvert et la localisation du transistor défaillant sont effectuées en calculant le module et l'angle du vecteur de Park dont l'expression obtenue avec la transformation de *Concordia* est fonction des courants moyens des trois phases de l'onduleur I_{A_moy} , I_{B_moy} et I_{C_moy} :

$$\overrightarrow{I_{P_moy}} = I_{D_moy} + I_{Q_moy} = |\overrightarrow{I_{P_moy}}| e^{j\theta_P} \quad (I.4)$$

Avec :

$$I_{D_moy} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_{A_moy} - \frac{1}{\sqrt{6}} I_{B_moy} - \frac{1}{\sqrt{6}} I_{C_moy} \quad (I.5)$$

$$I_{Q_moy} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{B_moy} - \frac{1}{\sqrt{2}} I_{C_moy} \quad (I.6)$$

En fonctionnement normal, l'amplitude de ce vecteur est nulle et sa trajectoire est un cercle. En cas de défaut, l'amplitude est différente de zéro et est supérieure à un seuil. Le transistor défaillant est identifié par l'angle du vecteur θ_P , comme indiqué dans le tableau Tab.I.1.

IGBT	θ_P (en degré)
IGBT haut bras 1	0-30 ou 330-360
IGBT bas bras 1	30-90
IGBT haut bras 2	90-150
IGBT bas bras 2	150-210
IGBT haut bras 3	210-270
IGBT bas bras 3	270-330

Tab.I.1. Identification de l'IGBT défaillant en fonction de l'angle θ_P

Dans la deuxième méthode, appelée méthode de pente, le défaut de circuit ouvert est détecté et identifié par la trajectoire de la variable Ψ , appelée pente du vecteur courant:

$$\psi = \frac{i_{\alpha(k)} - i_{\alpha(k-1)}}{i_{\beta(k)} - i_{\beta(k-1)}} \quad (I.7)$$

Où i_α et i_β sont les transformées de *Concordia* des courants de phase de l'onduleur :

$$i_\alpha = i_A \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (I.8)$$

$$i_\beta = \sqrt{2} i_A + \frac{1}{\sqrt{2}} i_B \quad (I.9)$$

$i_{x(k)}$ est le courant échantillonné à la période d'échantillonnage k et $i_{x(k-1)}$ est le courant échantillonné à la période d'échantillonnage suivante.

En cas de fonctionnement normal, la trajectoire de Ψ est un cercle. En cas de défaut de circuit ouvert de l'un des IGBT de l'onduleur, cette trajectoire est modifiée selon lequel des six IGBT est défaillant. La figure Fig.I.7 montre ces trajectoires pour chaque cas.

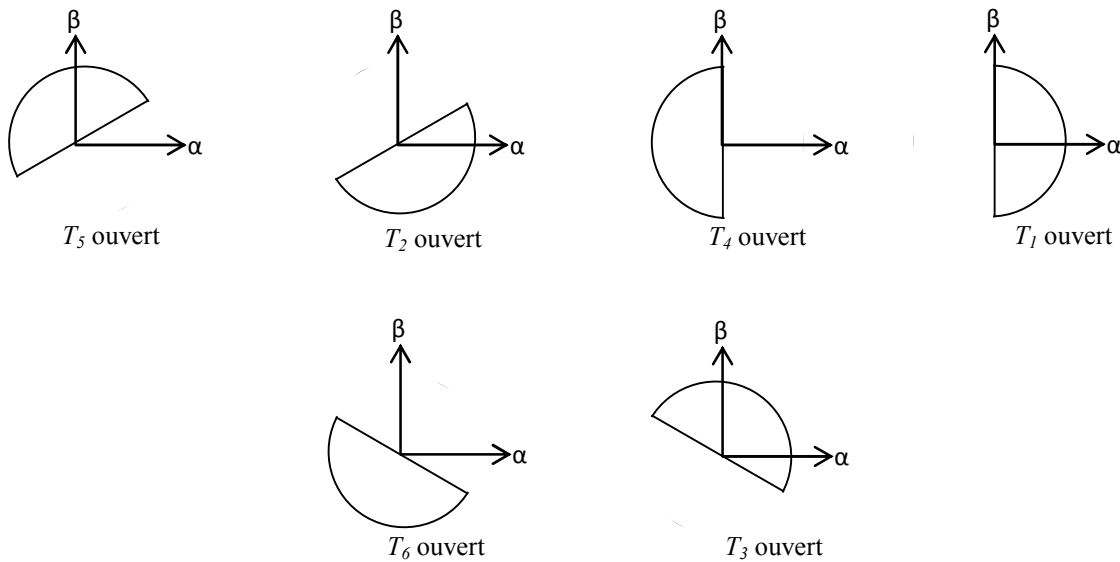


Fig.I.7 Trajectoires décrites par Ψ lors d'un défaut de circuit ouvert d'IGBT

I.4.3. Isolation du défaut

L'isolation physique du défaut constitue la première étape de la tolérance aux pannes, en particulier dans le cas du défaut de court-circuit. La partie « isolation » a pour but d'isoler électriquement les semi-conducteurs endommagés du système afin de le protéger des effets éventuels du défaut qui peuvent perturber son fonctionnement ou diminuer ses performances. Dans la conception de la partie « isolation », certains critères doivent être pris en compte tels que la rapidité, la précision, l'impact sur le fonctionnement normal du système et finalement la complexité et le coût [55].

La figure Fig.I.8 montre cinq techniques typiques d'isolement. Bien qu'ils reposent sur des convertisseurs deux niveaux, ces concepts peuvent être généralement appliqués aux convertisseurs multinationaux.

La première technique (Fig.8.a) [56] est utilisée pour isoler soit un interrupteur soit tout le bras. Par exemple, si on cherche à isoler l'interrupteur S_2 , on amorce le thyristor T_1 qui crée un court circuit à travers le bus continu et enclenche le fusible F_2 . Le dimensionnement des condensateurs auxiliaires C_1 et C_2 est essentiel et prend en compte la durée du processus de l'isolation du défaut. Cette méthode présente certains inconvénients du fait de l'augmentation de l'inductance parasite qui est due aux fusibles connectés au bus continu, ainsi que l'augmentation du coût vu le nombre de composants qui est relativement élevé.

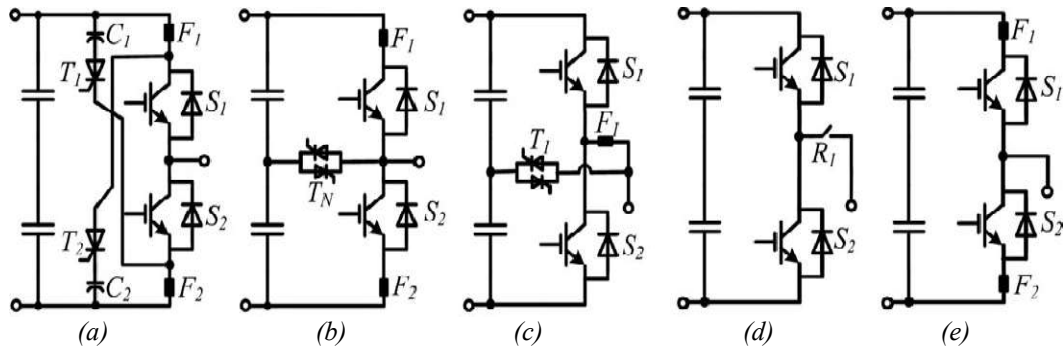


Fig.I.8 Différentes techniques d'isolation du défaut

La deuxième stratégie d'isolation du défaut illustrée sur la figure Fig.8.b est une version simplifiée de la première méthode [57]. Elle se repose sur une paire de fusibles et un triac. Prenons l'exemple d'un court-circuit de $S_1 : S_2$ est alors bloqué par la commande et le triac T_N est amorcé pour enclencher le fusible F_1 . Cette stratégie présente aussi l'inconvénient de l'augmentation des inductances parasites.

La troisième méthode d'isolation (Fig.8.c) [58] résout ce problème d'inductance parasite introduite par les fusibles. En effet, les fusibles sont placés à la sortie de chaque phase. Ainsi, ils sont en série avec les inductances de filtre de sortie, ce qui réduit considérablement l'effet des inductances parasites. Dans le cas d'un court-circuit d'un interrupteur, l'interrupteur complémentaire est bloqué et le triac est amorcé. Par conséquent, le fusible est enclenché. Cette méthode a cependant un inconvénient majeur qui se résume dans l'impossibilité de gérer une défaillance simultanée de deux interrupteurs.

Dans la quatrième stratégie représentée sur la figure Fig.8.d, le fusible est remplacé par un interrupteur commandable [59][60]. Cet interrupteur peut être un relais, un triac ou une paire d'IGBT. Ces interrupteurs sont plus coûteux que les fusibles et causent plus de pertes. En outre, les caractéristiques de ces interrupteurs ne sont pas adaptées à cette application. En effet, le temps réponse du relais est lent. Aussi, le processus de blocage du TRIAC est incontrôlable et la capacité de surcharge des IGBT est faible.

Contrairement aux solutions précédentes, la dernière technique illustrée dans la figure Fig.8.e n'est applicable que pour le cas d'un convertisseur deux niveaux. Récemment, de nouveaux interrupteurs de puissance avec des capacités de court-circuit élevées et des fusibles rapides ont été mis au point. A l'aide de ces composants, il est possible de mettre en œuvre une isolation simple, [57]. Lorsqu'un court circuit se produit dans l'un des deux interrupteurs du bras, l'interrupteur complémentaire est amorcé pour provoquer un court-circuit afin d'enclencher les fusibles.

I.4.4. Reconfiguration post-défaut

De nombreuses solutions de reconfiguration matérielle sont proposées dans la littérature [55]. Deux approches globales peuvent être définies : dans la première, il n'y a recours à aucune redondance matérielle. En effet, cette approche est basée sur la redondance au niveau des vecteurs tensions délivrés par le convertisseur, c'est pourquoi on peut la surnommer « redondance vectorielle ». La deuxième approche est basée quant à elle essentiellement sur différentes techniques de redondances matérielles. Ces techniques diffèrent selon le type de la

Chapitre I

redondance (parallèle ou série) et le niveau de la redondance (niveau interrupteur, niveau bras, niveau module ou niveau convertisseur)

I.4.4.1 Redondance vectorielle

Les convertisseurs multiniveaux sont un exemple typique de la redondance vectorielle. En effet, la tolérance de panne est assurée en explorant la redondance des vecteurs de tension générés par le convertisseur multiniveaux [61][62]. Le concept de la redondance vectorielle peut être appliqué selon deux manières : avec ou sans reconfiguration de la phase défaillante.

a) Sans reconfiguration de la phase défaillante

Les auteurs de [63] ont proposé un système de contrôle pour l'utilisation de la redondance du vecteur tension pour un onduleur Neutral Point Clamped (NPC). En cas de court circuit de l'interrupteur S_1 de la phase A , le niveau point milieu de la tension de sortie de cette phase n'est plus généré vu le court circuit créé en cas d'amorçage de S_2 et S_3 comme le montre la figure Fig.I.9.a. Par conséquence, les neuf vecteurs de tension établis avec la phase A au niveau point milieu « o » ne sont plus générés comme représenté sur la figure Fig.I.9.b.

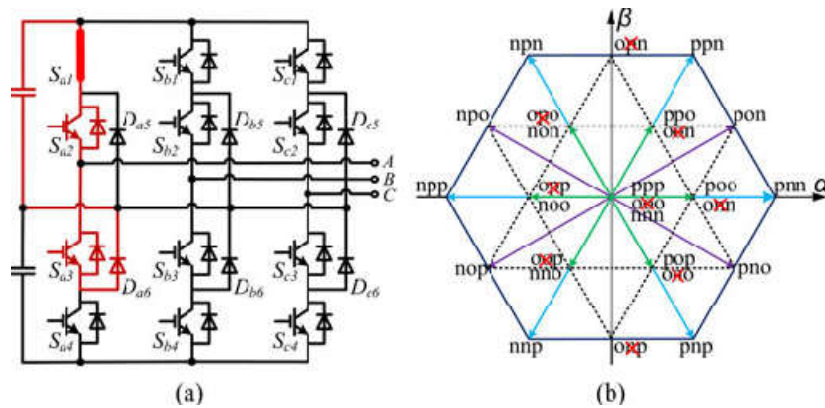


Fig.I.9 Reconfiguration par redondance vectorielle d'un onduleur NPC 3-niveaux suite au court circuit de l'IGBT S_{a1} : a) Schéma de l'onduleur après défaut, b) Espace vectoriel de l'onduleur après défaut

Grâce à la redondance des vecteurs de tension, le convertisseur reste en mesure de produire sept de ces neuf vecteurs de tensions. Les deux vecteurs restants n'offrant pas de redondance, ne sont plus accessibles. Du coup, au niveau de la commande, la profondeur de modulation doit être réduite de façon à ne plus faire appel à ces deux vecteurs. Cependant, S_2 doit être surdimensionné vu qu'après défaut, il va être exposé à la totalité de la tension du bus.

Une approche similaire est appliquée sur d'autres topologies trois niveaux, comme le convertisseur type T [64], le convertisseur NPC actif [65] et le convertisseur CMC [66][67].

Ce type de redondance existe non seulement pour les convertisseurs triphasés, mais aussi pour les structures monophasées. Par exemple, dans les convertisseurs « multilevel Active Clamped » (MAC), le niveau « $1 V_{dc}$ » peut être obtenu en sortie à travers deux mailles de conduction différentes comme le montre la figure Fig.I.10.a., ce qui peut être utilisé pour assurer la tolérance aux pannes en cas de défaut de l'un des interrupteurs de ces deux mailles [68].

Toutefois, ceci implique une augmentation de la tension de blocage des interrupteurs dans certaines conditions de défaut. Par exemple, dans le cas de court-circuit de S_{n1} et lorsque on

Chapitre I

veut obtenir le niveau « $3 V_{dc}$ » en sortie, l'interrupteur de puissance S_{n31} doit résister à « $2 V_{dc}$ » comme illustré sur la figure Fig.I.10.b

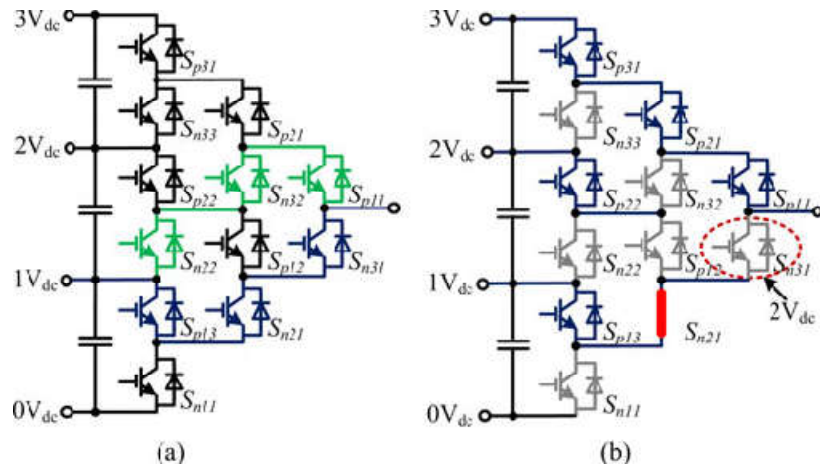


Fig.I.10 Convertisseur MAC (Multilevel Active Clamped) : a) Deux mailles possibles pour le niveau « $1 V_{dc}$ », b) Niveau « $3 V_{dc}$ » accessible après le court circuit de S_{n21}

b) Avec reconfiguration de la phase défaillante

Dans les convertisseurs triphasés, lorsqu'une phase est défaillante, les autres phases peuvent continuer à fonctionner normalement. C'est pourquoi on peut envisager de relier la phase défaillante au point milieu du bus continu avec un fonctionnement normal des deux autres phases. Dans ce cadre, une structure tolérante aux pannes employée dans des applications automobiles et s'appuyant sur des interrupteurs de puissances supplémentaires est présentée dans la figure Fig.I.11. [69].

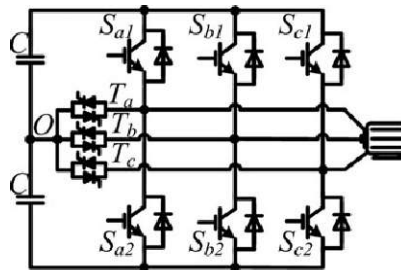


Fig.I.11 Convertisseur 2-niveaux employé dans des applications automobiles : des triacs relient la phase défaillante au point milieu du bus continu en cas de défaut

La phase défaillante est reliée au point milieu du bus continu via des TRIACs supplémentaires. Après défauts, seules les deux phases saines modulent. L'avantage de cette solution réside dans le fait que le couple électromagnétique est maintenu en mode post-défaut, puisque l'onduleur continue à fournir le même courant. Néanmoins, la valeur maximale de la tension de sortie entre phases est réduite jusqu'à la moitié de sa valeur nominale après la reconfiguration. De plus, cette approche n'est appliquée que lorsque le point milieu du bus continu est accessible. Aussi, vu que le courant de phase circule dans le point milieu du bus continu, les condensateurs formant ce bus doivent être surdimensionnés.

Le même concept a été appliqué sur un onduleur triphasé Voltage Source Inverter (VSI). Comme le montre la figure Fig.I.12.a, l'idée de base est de maintenir en permanence la tension de sortie de la phase défaillante au niveau point milieu et régler l'angle entre les deux

Chapitre I

autres tensions de phase afin d'assurer un équilibrage entre les tensions entre phases en mode de fonctionnement dégradé. En effet, Comme le montre la figure Fig.I.12.b, les phases B et C sont décalées de 30° par rapport à la phase A [62]. Notons que l'amplitude des tensions de phase (V_{AE} , V_{BE} , V_{CE}) en mode post-défaut est réduite de $1/\sqrt{3}$ par rapport à sa valeur dans des conditions normales comme le montre la figure Fig.12.b.

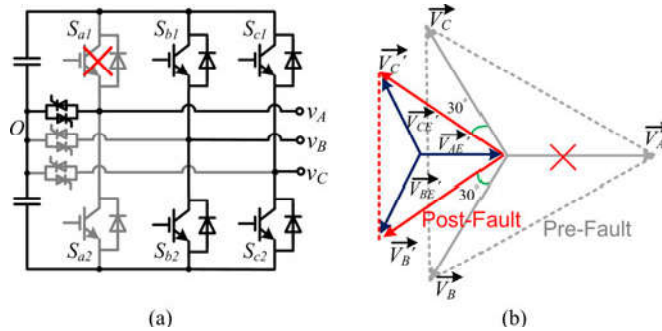


Fig.I.12 Convertisseur 2-niveaux tolérant aux défauts : a) Phase défaillante reliée au point milieu par un triac, b) Reconfiguration des modulantes en mode dégradé

Un triac supplémentaire est utilisé dans les convertisseurs NPC 3-niveaux pour connecter la phase au point milieu comme montré dans la figure Fig.I.13.a [70].

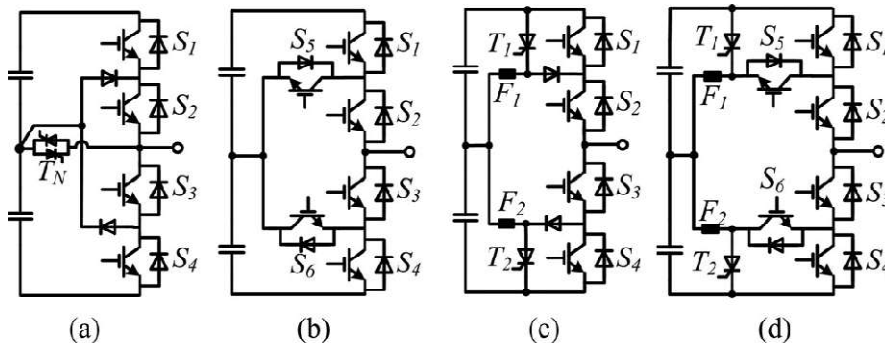


Fig.I.13 Convertisseurs 3-niveaux : Techniques de connexion de la phase défaillante avec le point milieu du bus continu: a) convertisseur NPC : connexion par triac, b) convertisseur ANPC : connexion par les IGBT du bras sans ajout de composant, c) Convertisseur NPC : connexion par thyristors et fusibles, d) Convertisseur ANPC : connexion par thyristors et fusibles

Le convertisseur ANPC (*Active NPC*) (Fig.13.b) présente une solution alternative point de vue tolérance aux défauts [71]. Les IGBT S_5 et S_6 qui remplacent les diodes de clamp peuvent en effet assurer la connexion de la phase au point milieu avec l'un des deux IGBT intérieurs du bras (S_2 et S_3).

Pour que la phase défaillante puisse moduler sur deux niveaux (0 et E) après défaut, une paire de fusibles et une paire de thyristors sont ajoutées comme présentées sur la figure Fig.I.13.c [72][73]. Suite à la détection d'un défaut, les thyristors sont amorcés pour enclencher les fusibles. Par conséquent, le bras est reconfiguré en une structure à deux niveaux. Toutefois, les semi-conducteurs doivent être surdimensionnés en tension. Une approche similaire est appliquée au convertisseur NPC actif représenté sur la figure Fig.I.13.d [72][73]. Avec cette structure, et grâce aux degrés de liberté supplémentaires offerts par les IGBT supplémentaires S_5 et S_6 , le bras pourrait moduler sur trois niveaux après un défaut sur un des quatre IGBT du bras dans certains cas. L'inconvénient du surdimensionnement des semi-conducteurs est présent dans cette solution aussi.

Chapitre I

I.4.4.2 Redondance matérielle

a) Niveau interrupteur

i. Redondance parallèle

Dans cette approche, des interrupteurs de puissance supplémentaire sont montés en parallèle avec les semi-conducteurs principaux. Cette méthode est mise en œuvre de deux façons: en mode offline ou mode online. Ceci dépend de l'exploitation ou non de ces semi-conducteurs en mode de fonctionnement normal.

Dans le mode offline, l'interrupteur de puissance redondant n'est pas exploité avant défaut. Il sert juste à remplacer le semi-conducteur défaillant. La figure Fig.I.14.a donne la structure d'un convertisseur multiniveaux auquel on a ajouté un interrupteur de puissance bidirectionnel et une série de relais [74]. Cet interrupteur redondant peut remplacer l'un des interrupteurs principaux via les relais. Une approche similaire a été appliquée dans les onduleurs 2-niveaux [75]. Vu leur faible temps d'amorçage, des thyristors peuvent remplacer les relais pour réduire la durée de transition.

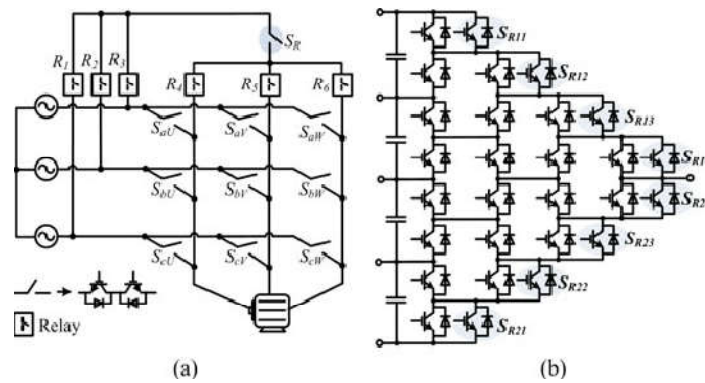


Fig.I.14 Redondance parallèle niveau interrupteur de puissance : a) Mode offline b) Mode online

Contrairement au mode offline, le composant redondant dans le mode online est sollicité en mode de fonctionnement normal. La figure Fig.I.14.b montre un convertisseur MAC (Multilevel Active Clamped) avec des IGBT redondants placés en parallèle avec des IGBT principaux [68]. Ces IGBT principaux correspondent au niveau « haut » et au niveau « bas » de la tension de sortie. Les IGBT correspondants aux autres niveaux intermédiaires n'ont pas besoin de redondance vu la multitude des mailles qui permettent d'atteindre ces niveaux intermédiaires en profitant de la redondance vectorielle.

ii. Redondance série

Comme illustré sur la figure Fig.I.15.a, les IGBT redondants sont montés en série avec les IGBT principaux [76]. Cette technique est efficace pour les défauts de court-circuit essentiellement. Cependant, en fonctionnement normal, il est clair que les pertes de conduction sont doublées. En outre, le problème de la répartition de la tension entre les semi-conducteurs en série doit être pris en compte. Afin de pouvoir étendre la tolérance aux défauts de circuit ouvert, des thyristors sont ajoutés en parallèle comme le montre la figure Fig.I.15.b [77]. Toutefois, cette modification engendre des coûts supplémentaires. Cette technique est appliquée aux convertisseurs multiniveaux Flying Cap (FC). La figure Fig.I.15.c, montre un convertisseur FC 4-niveaux tolérant aux pannes [78]. Lorsqu'un IGBT est endommagé, cet

Chapitre I

interrupteur et son complémentaire sont isolés. Le condensateur correspondant est lui aussi isolé du système.

b) Redondance niveau bras

i. Redondance parallèle

Cette approche est mise en œuvre par l'introduction d'un bras redondant en parallèle. Comme pour le cas de la redondance avec ajout de semi-conducteurs, deux possibilités sont envisagées selon l'exploitation ou non du bras supplémentaire en mode de fonctionnement normal.

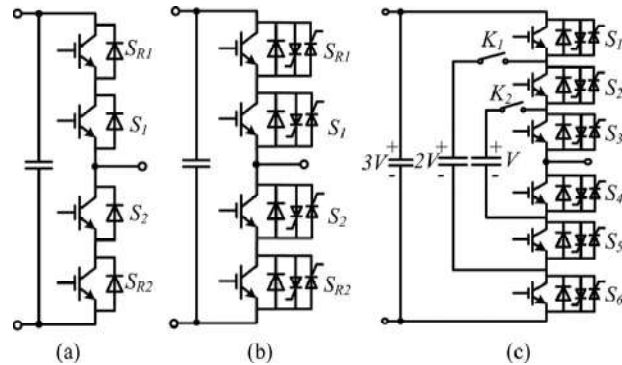


Fig.I.15 Redondance parallèle niveau interrupteur de puissance : a) Mode offline b) Mode online

La première solution, appelée offline est représentée sur la figure Fig.I.16.a [79]. Un quatrième bras est ajouté à un convertisseur triphasé. En mode de fonctionnement normal, ce bras est inactif. Lors d'une défaillance au niveau d'un ou plusieurs IGBT d'un seul bras principal, ce bras est isolé, et le bras redondant le remplace. Pour cela, des triacs (T_A , T_B et T_C) sont connectés pour le relier au bus continu. Une telle structure ne peut couvrir que des défaillances sur une seule phase. Afin d'augmenter la fiabilité du système, le nombre des bras redondants peut être augmenté jusqu'à trois comme représenté sur la figure Fig.I.16.b [76].

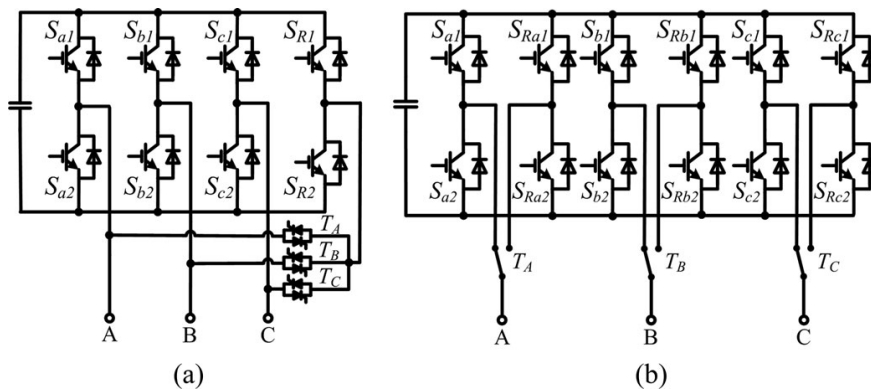


Fig.I.16 Redondance parallèle niveau bras en mode offline : a) Un seul bras redondant b) Trois bras redondants

Dans la deuxième approche, appelée online, le bras redondant est exploité en mode de fonctionnement normal pour améliorer le comportement du système. C'est le cas de la structure adoptée dans cette thèse et étudiée dans le *chapitre II* et le *chapitre III*.

ii. Redondance série

Chapitre I

Le concept d'un bras redondant monté en série avec les bras principaux est largement appliqué dans les variateurs de vitesse triphasés [80] comme indiqué sur la figure Fig.I.17.a. L'espace vectoriel d'une telle structure est le même que celui d'un onduleur 3-niveaux. Au cas où un IGBT est endommagé (défaut de court-circuit ou de circuit ouvert), le bras en question cesse de fonctionner, tandis que les deux phases continuent de fournir des tensions modulées afin de maintenir le flux. Cependant, la puissance délivrée est réduite. Pour contourner ce problème, une configuration alternative utilisant le même nombre d'interrupteurs de puissance avec deux bus continu séparés (V_{DC1} , V_{DC2}) est proposée dans [81] (Fig.I.17b).

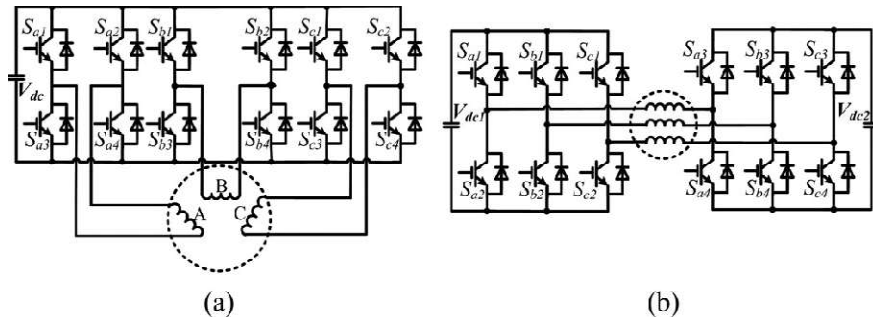


Fig.I.17 Redondance série niveau bras : a) Avec un seul bus continu, b) Avec deux bus continus

c) Redondance niveau module

La redondance niveau module est appliquée dans la topologie des convertisseurs multiniveaux en cascade (CMC) et la topologie des convertisseurs multiniveaux modulaires (MMCS).

Pour les convertisseurs CMC, les modules redondants sont montés en série avec la structure de base comme représenté sur la figure Fig.I.18. Généralement, ces modules supplémentaires sont inactifs en mode de fonctionnement normal. A la suite d'une défaillance au niveau d'un module principal, ce module est isolé à l'aide du commutateur de dérivation T (position "3-4"). Ainsi, le module redondant agit comme un module de secours et remplace le module isolé.

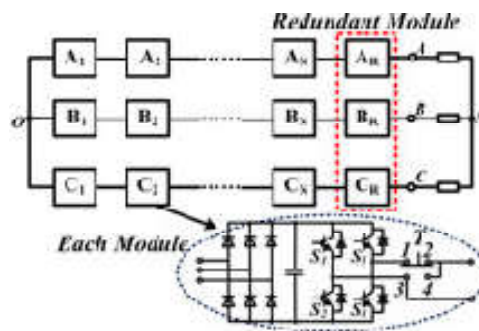


Fig.I.18 Convertisseur CMC avec redondance niveau module

d) Redondance niveau convertisseur

i. Redondance parallèle

La mise en parallèle des convertisseurs redondants est utilisée pour améliorer la fiabilité des filtres actifs de puissance [82], des alimentations sans interruption (UPS) [83], et des DFIGs

Chapitre I

[84]. Comme le montre la figure Fig.I.19.a, un des deux onduleurs est exploité en mode de fonctionnement normal. En cas de défaut, l'autre onduleur peut le remplacer pour assurer la continuité de fonctionnement.

Toutefois, lorsque les deux convertisseurs sont exploités en même temps en mode de fonctionnement normal, le courant circulant dans les convertisseurs doit être réduit au maximum. En effet, plusieurs techniques de contrôle ont été développées pour assurer l'égalité de la répartition de la charge. Comme le montre la figure Fig.I.19.b, la répartition du courant est commandée par la régulation de l'amplitude et la phase des références des tensions de sortie.

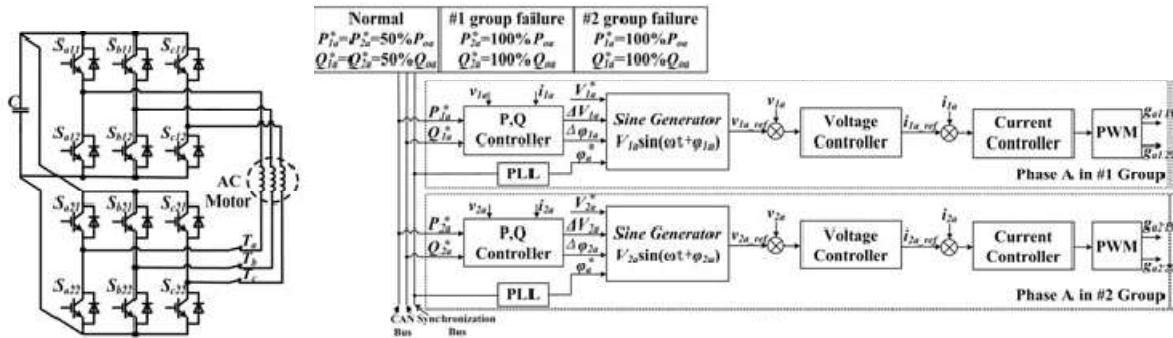


Fig.I.19 Redondance parallèle niveau convertisseur : a) Convertisseur 2-niveaux alimentant une machine, b) Schéma bloc de la régulation du courant

ii. Redondance série

Un exemple de convertisseur redondant en série est illustré dans la figure Fig.I.20. Trois interrupteurs de puissances sont ajoutés en série à la sortie de chaque phase. Ainsi, cette configuration est capable de gérer un défaut de court-circuit ou d'un circuit ouvert d'un interrupteur, ou un défaut de court-circuit ou d'un circuit ouvert d'une phase. Cependant, la puissance délivrée à la suite d'un défaut est dégradée.

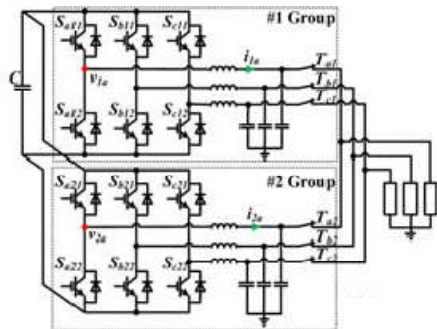


Fig.I.20 Redondance série niveau convertisseur

I.5 Conclusion

L'accent a été mis dans ce premier chapitre sur l'importance de la fiabilité des systèmes de conversion de l'énergie électrique dans divers applications industrielles. En effet, les différentes études réalisées ont montré que la continuité de fonctionnement des convertisseurs

Chapitre I

statiques en présence d'une panne demeure une préoccupation majeure des industriels et des chercheurs, pour d'une part des raisons de sécurité, et d'autre part l'optimisation du rendement de ces systèmes de conversion.

Des travaux de recherche ont montré que, statistiquement, les semi-conducteurs sont la source principale de la défaillance des convertisseurs statiques. D'un autre côté, vu leurs caractéristiques adaptées à une large plage de niveau de puissance, les transistors IGBT sont les interrupteurs de puissance les plus sollicités dans les différents types d'applications industrielles. Partant de ce fait, nous avons énuméré les multiples causes d'endommagement de ces IGBT. Dans ce cadre, nous avons classé ces sources de défaillances en deux classes : la première concerne les défaillances relatives aux puces, tandis que la deuxième décrit les pannes relatives aux modules IGBT.

Par la suite, nous avons mis le point sur les principales étapes de la tolérance aux défauts. Après avoir commencé avec la partie pronostic, nous avons montré d'une manière détaillée les différentes techniques de diagnostic proposées dans la littérature. Ensuite, une description des méthodes adoptées pour l'isolation du défaut a été faite. Finalement, nous avons analysé les principales approches de reconfiguration post-défaut des convertisseurs, tout en classant ces approches d'une manière conceptuelle. En effet, nous avons classé en premier temps les techniques de reconfiguration selon la nature de cette reconfiguration: vectorielle ou matérielle. Puis, en deuxième temps, nous avons groupé ces techniques selon le niveau de redondance : niveau interrupteur, niveau bras, niveau module et niveau convertisseur. Dans chaque niveau de redondance, nous avons analysé les deux types de montage : montage parallèle et montage série.

La redondance parallèle online niveau bras est l'une des reconfigurations assurant le meilleur compromis entre cout/complexité/rendement. Dans ce cadre, une nouvelle structure tolérante aux pannes, incluant un bras redondant est l'objet d'une analyse détaillée dans le deuxième chapitre.

Chapitre.II Convertisseurs 3-niveaux tolérants aux défauts

Sommaire

CHAPITRE.II CONVERTISSEURS 3-NIVEAUX TOLERANTS AUX DEFAUTS.....	49
II.1 Introduction	50
II.2 Les onduleurs multiniveaux en tension	50
II.2.1. La topologie <i>NPC</i> (Neutral Point Clamped)	50
II.2.2. La topologie <i>FC</i> (Flying Capacitor)	52
II.3 Convertisseur <i>NPC</i> 3-niveaux tolérant aux défauts.....	53
II.3.1. Modélisation de l'onduleur <i>NPC</i> 3-niveaux triphasé en fonctionnement normal	53
II.3.2. Reconfiguration et modélisation de l'onduleur <i>NPC</i> 3-niveaux triphasé suite à l'apparition d'un défaut d'un IGBT.....	56
II.3.3. Commande en boucle ouverte de l'onduleur <i>NPC</i> 3-niveaux tolérant aux défauts avec la technique de la MLI vectorielle	61
II.4 Convertisseur 3-niveaux hybride tolérant aux défauts	71
II.4.1. Commande du bras <i>FC</i>	73
II.4.2. Gestion des temps morts	76
II.4.3. Modes de fonctionnement après défaut proposés.....	83
II.5 Résultats de simulation des modes de fonctionnement dégradé des deux convertisseurs tolérants aux défauts proposés.....	90
II.5.1. Reconfiguration matérielle.....	91
II.5.2. Simulation du fonctionnement des deux topologies 3-niveaux tolérantes aux défauts étudiées.....	94
II.6 Conclusion	109

Chapitre II

II.1 Introduction

Les onduleurs multiniveaux sont de plus en plus sollicités dans diverses applications industrielles [85]-[88]. Plusieurs topologies de convertisseurs multiniveaux sont proposées dans la littérature : la topologie *NPC*, la topologie *FC*, la topologie *SMC*, les convertisseurs modulaire, etc... Les structures *NPC* et *FC* sont les plus utilisées vu la simplicité qu'elles présentent au niveau de leur commande [89]-[92].

Dans ce chapitre, une redondance parallèle au niveau du bras est appliquée sur un onduleur triphasé 3-niveaux pour assurer la continuité de son fonctionnement suite à un défaut au niveau d'un IGBT. Dans un premier temps, l'onduleur en question est l'onduleur *NPC* 3-niveaux. Ensuite une structure hybride comprenant trois bras *NPC* et un bras *FC* est étudiée. Le couplage entre ces deux topologies différentes est assuré par un filtre *LC* dont le rôle et le dimensionnement sont détaillés. La continuité de service de cette structure est analysée sur deux plans : la commande tolérante aux défauts et la reconfiguration matérielle. Cette reconfiguration se fait sur trois étapes : la détection du défaut, l'isolation du défaut et la connexion post-défaut. Enfin de chapitre, les commandes de ces structures en boucle ouverte et en boucle fermée sont simulées et les résultats sont discutés.

II.2 Les onduleurs multiniveaux en tension

L'onduleur de tension triphasé N -niveaux est un convertisseur statique qui permet d'obtenir à sa sortie et par bras ou phase, une tension entre chaque phase et le point négatif du bus continu avec N niveaux différents: $0, E/(N-1), 2E/(N-1), \dots, E$. Une topologie à q phases indépendantes formant un système d'alimentation " q "-phasée génère N^q vecteurs de tension, dont $[3N(N-1)+1]$ sont distincts, et N sont nuls.

Les convertisseurs multiniveaux présentent beaucoup d'avantages par rapport aux structures conventionnelles 2-niveaux :

- ✓ Dans un convertisseur multiniveaux, la tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus favorable en termes de pertes, dv/dt et *EMI*.
- ✓ On peut traiter une application d'une puissance donnée avec des semi-conducteurs de calibre en tension réduit qui donnent généralement un meilleur compromis entre performances statiques (tension de saturation à l'état passant), performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage), coût d'achat, et limite en température de jonction d'utilisation.
- ✓ La génération de plusieurs niveaux intermédiaires de tension en sortie du convertisseur permet d'améliorer la qualité des formes d'ondes, qui se traduit par une réduction de la distorsion harmonique (*THD*). Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine (*CEM*), du stress en tension sur les têtes de bobinage, des décharges partielles et du courant de mode commun circulant par la carcasse et les roulements à billes du moteur.

II.2.1. La topologie *NPC* (Neutral Point Clamped)

Cette topologie a été brevetée en 1979 par Richard H. Baker (*Exxon Research & Engineering*) puis reprise et largement publiée par Akira Nabae et Hirofumi Akagi à partir 1981. Le

Chapitre II

principe de cette topologie est la création de $N-2$ points milieux capacitifs, en connectant en série $N-1$ condensateurs comme le montre la figure Fig.II.1. En reliant chacun de ces points à la sortie, nous obtenons N niveaux de tension: $E/(N-1)$, $2E/(N-1)$, ... jusqu'à $E(N-2)/(N-1)$. Ces niveaux de tension sont obtenus en commandant les signaux des interrupteurs de puissance $T_1, \overline{T_1}, T_2, \overline{T_2}, \dots, T_{N-1}, \overline{T_{N-1}}$. Ainsi, pour l'obtention de chaque niveau de tension de sortie, il y a une et une seule configuration possible pour le bras.

Un des avantages de la structure NPC est l'équilibrage naturel des potentiels des points milieu du bus continu dans le cas d'une configuration triphasée, c'est-à-dire pour un onduleur NPC à trois bras, quel que soit le nombre de niveaux de la tension de sortie. Ceci se traduit par plus de degrés de liberté dans la commande. Ces degrés de liberté peuvent être exploités pour optimiser le fonctionnement du convertisseur à travers une meilleure gestion du compromis entre la réduction des pertes de commutation et la réduction du THD des tensions de sortie.

Cependant, lorsqu'on est en présence d'une source de courant unidirectionnel alimentée par un seul bras NPC, l'équilibrage par la commande des points milieu capacitifs s'impose. En effet, une configuration fixe du bras aura comme conséquence une circulation dans un seul sens du courant dans les condensateurs du bus continu ce qui provoque la perte des potentiels des points milieu.

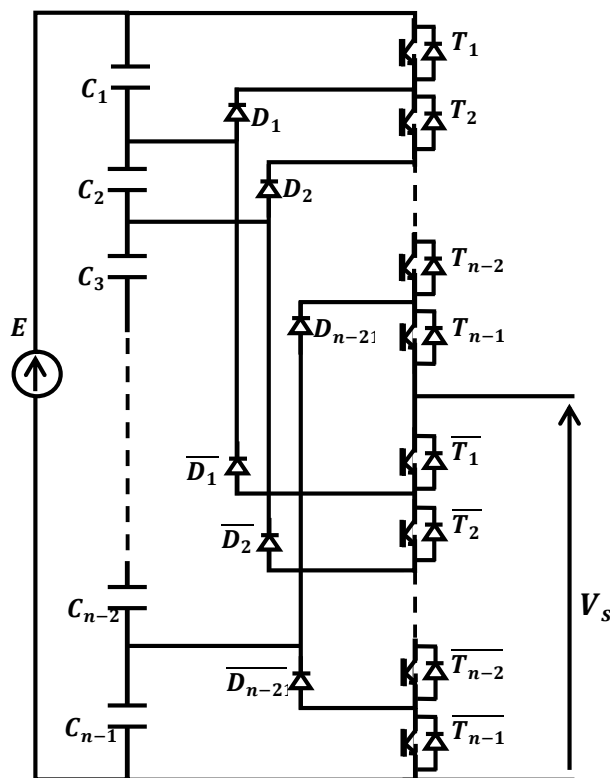


Fig.II.1 Bras d'un onduleur NPC N-niveaux

Un autre inconvénient de la topologie NPC réside dans le fait que les diodes de clamp ($D_1, D_2 \dots D_n$) sont exposées à une tension supérieure à $E/(N-1)$. Ceci implique une mise en série de plusieurs diodes pour parvenir à supporter une grande valeur de tension. Un onduleur NPC à N -niveaux est alimenté par $(N-1)$ condensateurs nécessaires pour la création des points milieux capacitifs. Chaque condensateur doit être dimensionné à l'échelle de la fréquence de

Chapitre II

modulation pour une tension égale à $E/(N-1)$ et pour un courant égal au courant maximal de la charge. Le convertisseur NPC N -niveaux comporte par phase:

- ✓ $2.(N-1)$ interrupteurs de puissance.
- ✓ $2.(N-2)$ diodes de clamp.

II.2.2. La topologie FC (Flying Capacitor)

Cette structure qui a été brevetée au laboratoire LAPLACE (ex LEEI) au début des années 90, se base sur la mise en série de P cellules imbriquées. Chaque cellule comporte deux interrupteurs complémentaires. Entre deux cellules consécutives, un condensateur est connecté pour les cellules 1 et $n-1$ et deux condensateurs pour les autres. Ces condensateurs assurent la génération des niveaux de tension intermédiaires. La figure Fig.II.1 montre le schéma d'un bras onduleur à N -niveaux, constitué de $N-1$ cellules.

Contrairement à l'onduleur NPC, l'onduleur FC peut générer le même niveau de tension avec plus qu'une seule configuration de la commande des interrupteurs. Ceci présente un avantage primordial, vu que cette multitude de configurations constitue un degré de liberté qui peut être exploitée pour l'équilibrage des condensateurs flottants et l'augmentation de la fréquence apparente par rapport à la fréquence de découpage.

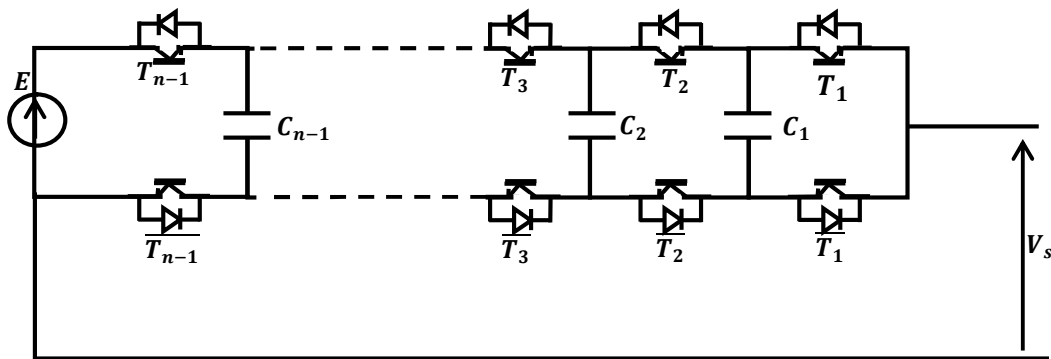


Fig.II.2 Bras d'onduleur FC N -niveaux

Un onduleur FC N -niveaux comporte par phase:

- ✓ $2.(N-1)$ interrupteurs de puissance.
- ✓ $(N-2)$ condensateurs flottants. Chaque condensateur d'indice j doit être dimensionné à la fréquence de découpage pour une tension égale à $jE/(N-1)$ et pour un courant égal au courant maximal de la charge,.

Ce grand nombre de condensateurs nécessaire à la réalisation d'un onduleur FC peut présenter un inconvénient par rapport à la topologie NPC où $(2N-5)$ condensateurs de moins sont nécessaires avec une meilleure densité énergétique vu que le bus continu dans l'onduleur NPC est constitué de condensateurs électrochimiques. De plus, dans le cas d'un rééquilibrage actif, la mesure des tensions condensateurs nécessite un plus grand nombre de capteurs de tension.

Chapitre II

II.3 Convertisseur NPC 3-niveaux tolérant aux défauts

La première topologie tolérante aux défauts proposée est un onduleur NPC triphasé 3-niveaux. Nous présentons dans ce qui suit la modélisation de cet onduleur en mode de fonctionnement normal et en mode de fonctionnement dégradé, c'est-à-dire après la défaillance d'un IGBT. Il est à noter que le formalisme Space Vector Modulation sera employé.

II.3.1. Modélisation de l'onduleur NPC 3-niveaux triphasé en fonctionnement normal

La figure Fig.II.3 donne la structure de l'onduleur NPC 3-niveaux triphasé. Il est constitué de deux condensateurs qui présentent le bus continu, et de trois bras. Chaque bras comprend deux paires de modules IGBT et une paire de diodes de clamp. La charge est supposée équilibrée.

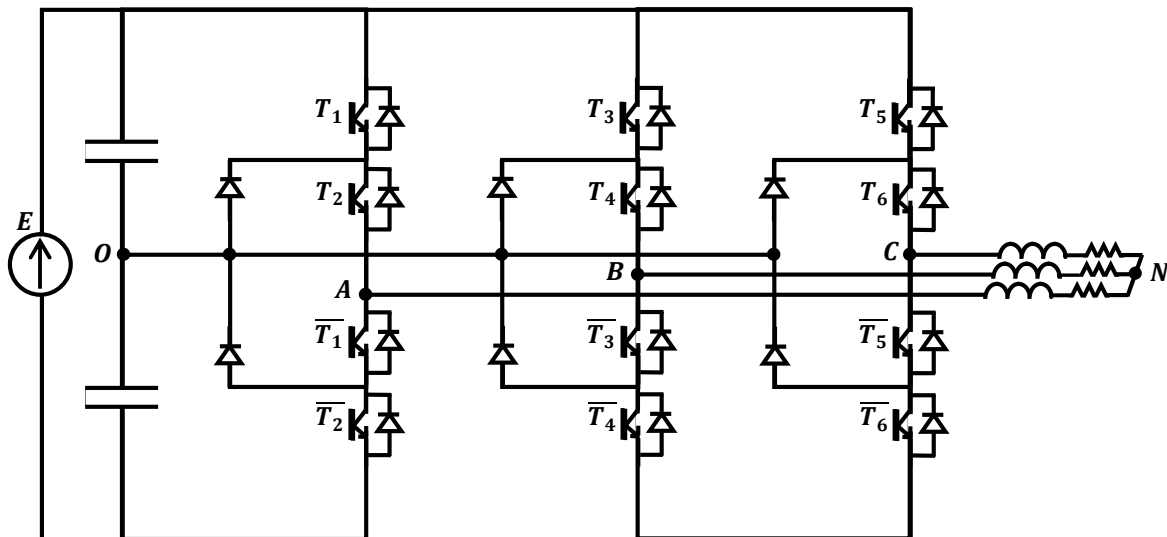


Fig.II.3 Onduleur NPC 3-niveaux triphasé

Les interrupteurs T_i et \bar{T}_i sont complémentaires. Soit C_{Ti} la commande de l'interrupteur T_i : Si T_i est passant, $C_{Ti} = 1$, sinon $C_{Ti} = 0$. Le tableau Tab.II.1 donne les valeurs des tensions $V_{AO}(t)$, $V_{BO}(t)$ et $V_{CO}(t)$ en fonction des C_{Ti} .

C_{T1}	C_{T2}	$V_{AO}(t)$	C_{T3}	C_{T4}	$V_{BO}(t)$	C_{T5}	C_{T6}	$V_{CO}(t)$
0	0	$-(E/2)$	0	0	$-(E/2)$	0	0	$-(E/2)$
0	1	0	0	1	0	0	1	0
1	1	$E/2$	1	1	$E/2$	1	1	$E/2$
1	0	X	1	0	X	1	0	X
a)			b)			c)		

Tab.II.1 Valeurs des tensions V_{jo} en fonction des $T_i (j = A, B, C ; i = 1..6)$
a) Bras A ; b) Bras B ; c) Bras C

Chapitre II

A partir de ces tableaux, les expressions des tensions $V_{AO}(t)$, $V_{BO}(t)$ et $V_{CO}(t)$ en fonction des C_{Ti} sont :

$$V_{AO}(t) = \frac{E}{2}(C_{T1} + C_{T2} - 1) \quad (\text{II.1})$$

$$V_{BO}(t) = \frac{E}{2}(C_{T3} + C_{T4} - 1) \quad (\text{II.2})$$

$$V_{CO}(t) = \frac{E}{2}(C_{T5} + C_{T6} - 1) \quad (\text{II.3})$$

Posons :

$$S_1 = C_{T1} + C_{T2} \quad (\text{II.4})$$

$$S_2 = C_{T3} + C_{T4} \quad (\text{II.5})$$

$$S_3 = C_{T5} + C_{T6} \quad (\text{II.6})$$

La fonction S_i peut prendre donc trois valeurs : 0, 1 et 2

Les expressions des tensions $V_{AO}(t)$, $V_{BO}(t)$ et $V_{CO}(t)$ deviennent :

$$V_{AO}(t) = \frac{E}{2}(S_1 - 1) \quad (\text{II.7})$$

$$V_{BO}(t) = \frac{E}{2}(S_2 - 1) \quad (\text{II.8})$$

$$V_{CO}(t) = \frac{E}{2}(S_3 - 1) \quad (\text{II.9})$$

L'expression matricielle des trois tensions est donc:

$$\begin{pmatrix} V_{AO}(t) \\ V_{BO}(t) \\ V_{CO}(t) \end{pmatrix} = \frac{E}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} - \frac{E}{2} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

D'autre part, pour une charge triphasée équilibrée, et d'après la loi de *Kirchhoff*, la somme des trois courants de phase est nulle ;

$$I_A(t) + I_B(t) + I_C(t) = 0 \quad (\text{II.11})$$

Avec $I_A(t)$, $I_B(t)$ et $I_C(t)$: courants de sortie de l'onduleur.

En multipliant l'expression (II.11) par l'impédance, qui est la même pour les trois phases de la charge, nous trouvons :

$$V_{AN}(t) + V_{BN}(t) + V_{CN}(t) = 0 \quad (\text{II.12})$$

A partir de (II.12), nous exprimons $V_{AN}(t)$, $V_{BN}(t)$ et $V_{CN}(t)$ en fonction de $V_{AO}(t)$, $V_{BO}(t)$ et $V_{CO}(t)$:

$$\begin{pmatrix} V_{AN}(t) \\ V_{BN}(t) \\ V_{CN}(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{AO}(t) \\ V_{BO}(t) \\ V_{CO}(t) \end{pmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Chapitre II

En remplaçant $V_{AO}(t)$, $V_{BO}(t)$ et $V_{CO}(t)$ dans l'équation (II.13) par leurs expressions dans l'équation (II.10), nous trouvons :

$$\begin{pmatrix} V_{AN}(t) \\ V_{BN}(t) \\ V_{CN}(t) \end{pmatrix} = \frac{E}{6} \begin{pmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Du point de vue des composantes fondamentales (rang 1), $V_{AN}(t)$, $V_{BN}(t)$ et $V_{CN}(t)$ forment un système sinusoïdal triphasé équilibré direct, elles peuvent donc être représentées graphiquement par un vecteur spatial tournant \vec{V}_s :

$$\vec{V}_s = \frac{2}{3} \left[V_{AN}(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} V_{BN}(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} V_{CN}(t) \right] = \frac{E}{3} \left[S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3) + j\frac{\sqrt{3}}{2}(S_2 - S_3) \right] \quad (\text{II.15})$$

Ainsi, l'onduleur 3-niveaux délivrent 27 vecteurs de tension comme le montre la figure Fig.II.4 où chaque vecteur est indexé par le triplet (S_1, S_2, S_3) qui fait référence à l'état de la commande et au niveau de tension de sortie des phases A, B et C. Ces vecteurs peuvent être divisés en quatre familles.

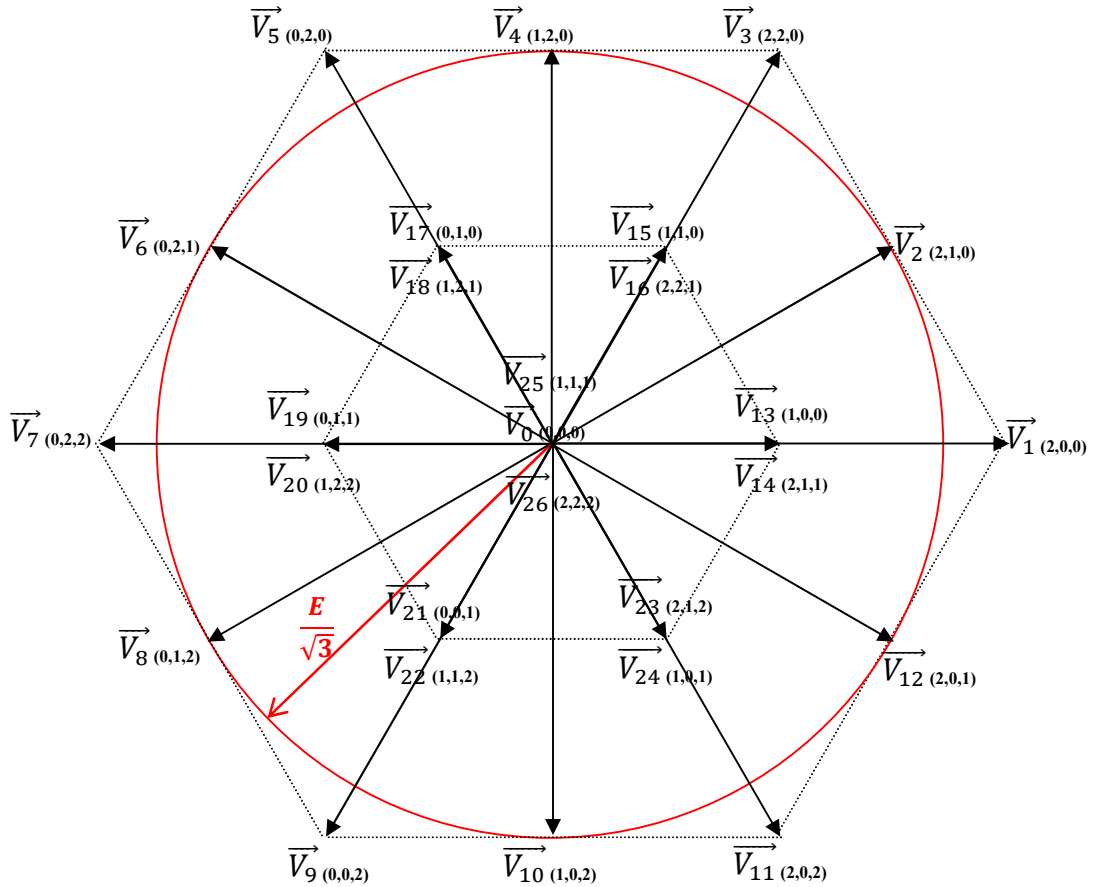


Fig.II.4 Espace vectoriel de l'onduleur NPC 3-niveaux triphasé

✓ Les vecteurs de la forme $\vec{V}_s = \frac{2}{3} E e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}$: \vec{V}_1 , \vec{V}_3 , \vec{V}_5 , \vec{V}_7 , \vec{V}_9 et \vec{V}_{11} . Ce sont les vecteurs d'amplitude maximale ou de pleine modulation que l'on retrouve dans un onduleur 2-niveaux classique. La génération de ces vecteurs conduit à un courant nul dans les points milieux capacitifs;

Chapitre II

✓ Les vecteurs de la forme $\vec{V}_s = \frac{E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}$. Ces vecteurs sont deux à deux identiques : \vec{V}_{13} et \vec{V}_{14} , \vec{V}_{15} et \vec{V}_{16} , \vec{V}_{17} et \vec{V}_{18} , \vec{V}_{19} et \vec{V}_{20} , \vec{V}_{21} et \vec{V}_{22} , \vec{V}_{23} et \vec{V}_{24} . En d'autres termes, chacun de ces vecteurs peut être obtenu avec deux combinaisons différentes des états des interrupteurs de l'onduleur. La permutation entre ces deux combinaisons permet d'assurer l'équilibrage des points milieu capacitifs, sans aucun effet sur la charge. C'est pourquoi ces vecteurs peuvent être appliqués en permanence.

✓ Les vecteurs de la forme $\vec{V}_s = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{j[(k-1)\frac{\pi}{3} + j\frac{\pi}{6}]}$: \vec{V}_2 , \vec{V}_4 , \vec{V}_6 , \vec{V}_8 , \vec{V}_{10} et \vec{V}_{12} . Ces vecteurs sont de valeur légèrement inférieure à la pleine modulation et correspondent aux cas où deux bras sont au niveau « haut » ou niveau « bas » et le troisième bras au niveau point milieu. Ce troisième bras injecte son courant de sortie dans les condensateurs contribuant à une variation progressive de la tension du point milieu capacitif dans le même sens, tant que le sens de ce courant ne change pas. Ce mécanisme est responsable du déséquilibre des condensateurs et d'un dimensionnement à basse fréquence de ceux-ci.

✓ Les vecteurs nuls $\vec{V}_s = 0$: \vec{V}_0 , \vec{V}_{25} et \vec{V}_{26} .

II.3.2. Reconfiguration et modélisation de l'onduleur NPC 3-niveaux triphasé suite à l'apparition d'un défaut d'un IGBT

La reconfiguration de l'onduleur suite à un défaut se fait sur deux plans : Une reconfiguration matérielle qui concerne l'isolation du bras défaillant et la connexion de la phase au point milieu, et une reconfiguration au niveau de la commande.

II.3.2.1 Reconfiguration matérielle proposée

Dans cette partie nous considérons la prise en compte d'un défaut interne, permanent et complet d'un interrupteur sous la forme d'un circuit idéalisé ouvert ou fermé. Le mode dégradé est donc déclenché suite à l'apparition d'une défaillance d'un IGBT. Pour cette étude, nous nous contentons du cas d'un ou de plusieurs défauts IGBT défaillant du même bras.

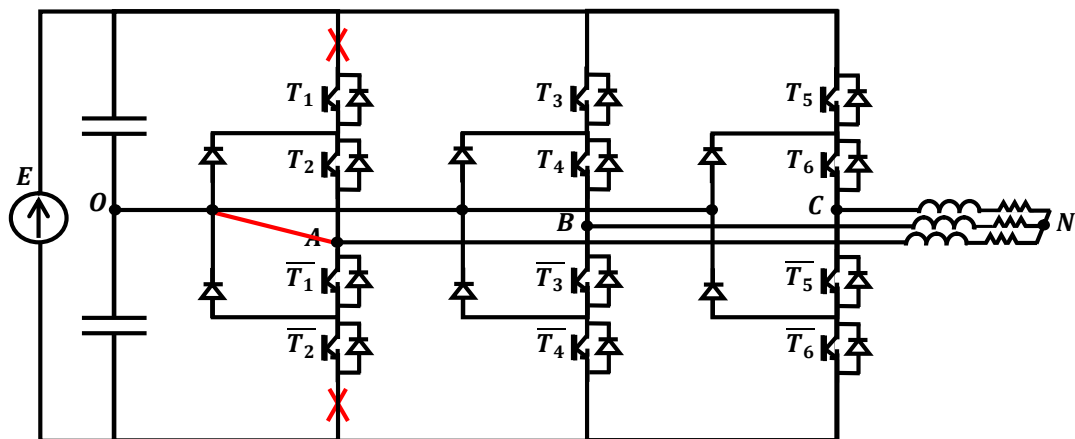


Fig.II.5 Onduleur NPC 3-niveaux triphasé reconfiguré après défaut : schéma de principe

Une fois le défaut détecté et localisé, la configuration proposée consiste à isoler le bras contenant l'interrupteur défaillant en premier lieu. Ensuite, la phase correspondante doit être connectée au point milieu capacitif comme le montre la figure Fig.II.5. Cette reconfiguration peut être assurée par la commande et sans avoir recours à des composants supplémentaires. Il

Chapitre II

suffit de forcer les deux interrupteurs externes du bras défaillant (T_1 et \bar{T}_2 , T_3 et \bar{T}_4 , T_5 et \bar{T}_6) à être à l'état bloqué, et les interrupteurs internes (T_2 et \bar{T}_1 , T_4 et \bar{T}_3 , T_6 et \bar{T}_5) à être à l'état passant. Bien qu'elle soit simple et non coûteuse, cette solution n'est applicable qu'au cas d'un défaut entraînant un court-circuit des IGBT internes et/ou un circuit-ouvert des IGBT externes. Nous verrons une parade dans la suite.

Vu la limite qu'impose cette méthode, l'ajout d'une paire de fusibles ou d'une paire de sectionneur est nécessaire pour assurer l'isolation d'un bras défaillant quel que soit le type de défaut. Chaque fusible est monté sur l'extrémité du bras. L'enclenchement de ces deux fusibles entraîne l'isolation du bras du bus continu mais nécessite que les interrupteurs externes soient commandables. Nous verrons également une parade dans la suite.

Plusieurs techniques assurant l'enclenchement des fusibles d'isolation sont proposées dans la littérature (Cf. section I.4.3. du Chapitre I). La plus simple consiste à forcer les interrupteurs non-défaillants du bras à être amorcés afin de court-circuiter le bus continu ce qui entraîne l'enclenchement des fusibles. Sauf que cette technique suppose un défaut de court-circuit du ou des interrupteurs concernés. Une autre méthode illustrée dans la figure Fig.II.6.a consiste à court-circuiter le bus continu à travers l'amorçage de deux thyristors supplémentaires. Le rôle des deux condensateurs est d'annuler le courant circulant dans les thyristors pour les bloquer une fois le bras est isolé et les rendre transparents vis-à-vis du fonctionnement en mode dégradé. Une fois le bras défaillant isolé, la connexion de la phase correspondante au point milieu passif se fait à travers deux thyristors tête-bêche, ceci au cas où l'un des deux IGBT internes présente un défaut de circuit ouvert comme le montre la figure Fig.II.6.b. Néanmoins, ces derniers sont le siège de dv/dt , ce qui implique des drivers immunisés et plus coûteux.

Dans notre thèse, nous proposons une nouvelle technique de reconfiguration qui consiste à ajouter un seul thyristor en parallèle avec le bras à isoler.

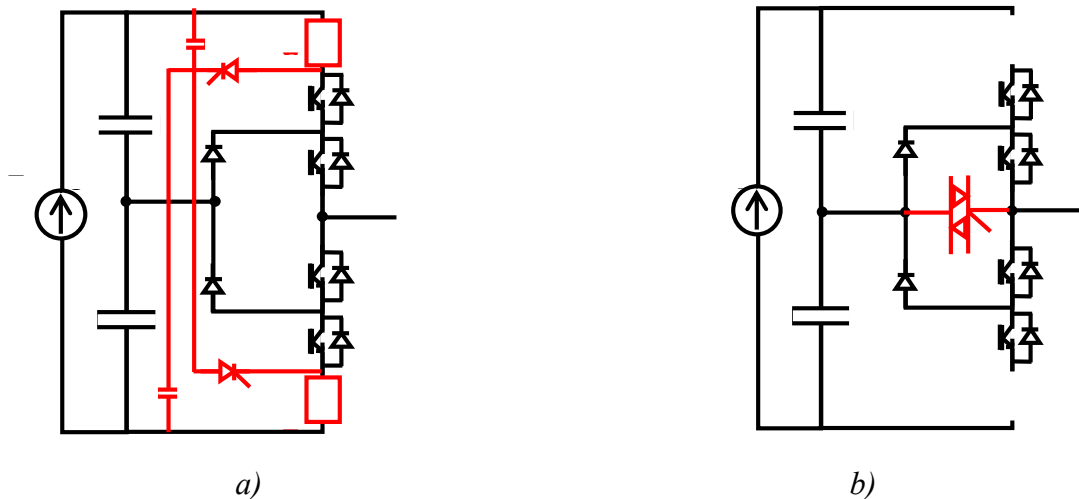


Fig.II.6 Montage du circuit : a) D'isolation du bras avec deux thyristors ; b) De connexion du bras isolé au point milieu avec deux thyristors tête-bêche

La technique d'isolation du défaut et de la connexion post-défaut de la phase isolée au point milieu capacitif est inspirée par la reconfiguration réalisée et validée en 2010 dans [25] pour un onduleur 2-niveaux. La topologie tolérante aux défauts étudiée est un onduleur 2-niveaux triphasé comprenant trois bras principaux correspondants aux trois phases, et un quatrième bras de secours en redondance passive. Les quatre bras étant identiques, ce quatrième bras

Chapitre II

vient remplacer l'un des bras principaux lorsque celui-ci est défaillant suite à un court-circuit de l'un de ces deux IGBT ou d'un circuit ouvert de ceux-ci.

L'isolation du bras comportant l'IGBT défaillant se base sur la fusion d'une paire de fusibles placée sur les deux extrémités du bras. En effet, lorsqu'un IGBT présente un défaut de court-circuit, les deux fusibles doivent être déclenchés simultanément, en série, à travers le crowbar formé par deux IGBT du bras à l'instant où l'IGBT non-défaillant est à l'état *ON*. Ce mécanisme condamne l'IGBT initialement non défaillant de manière à produire l'effet crowbar. Les conditions que doivent assurer les deux fusibles sont une faible dispersion dans leur valeur i^2t et une même température initiale. Les premières conditions sont très bien remplies avec les fusibles commercialisés aujourd'hui (que nous allons détailler dans le *chapitre III*); alors que la seconde condition est réalisée naturellement en mode onduleur dès qu'une modulation triphasée symétrique est employée.

Pour assurer la connexion secours post-défaut de la phase isolée avec le quatrième bras afin que ce dernier prenne la relève du bras défaillant, les auteurs proposent d'insérer des composants de puissances supplémentaires : Il s'agit d'une paire de diodes pour chaque bras. Le but est d'exploiter les deux IGBT qui sont en court circuits pour assurer la liaison entre la phase et le bras de secours. En fonctionnement normal, elles sont bloquées en inverse sous la moitié de la tension du bus continu. Elles entrent en conduction après la fusion des fusibles et l'entrée en commutation du bras de secours. Elles sont alors passantes alternativement sur chaque alternance du courant de charge à travers les modules défaillants. Le bras secours est donc spontanément et instantanément connecté à la phase dès que les deux fusibles ont isolé le bras et assure la continuité de la mission à 100% de la tension et de la puissance. Il est à noter que les diodes rajoutées permettent également la circulation du courant de charge pendant la phase de fusion des fusibles. Ceux-ci n'ont pas à dissiper l'énergie stockée dans les selfs de la charge et des fusibles à faible pouvoir de coupure sont avantageusement suffisants dans cette solution, i.e. à faible volume et donc moins coûteux et plus intégrables.

La figure Fig.II.7 montre la topologie du convertisseur deux niveaux tolérant aux défauts incluant les fusibles et les diodes supplémentaires

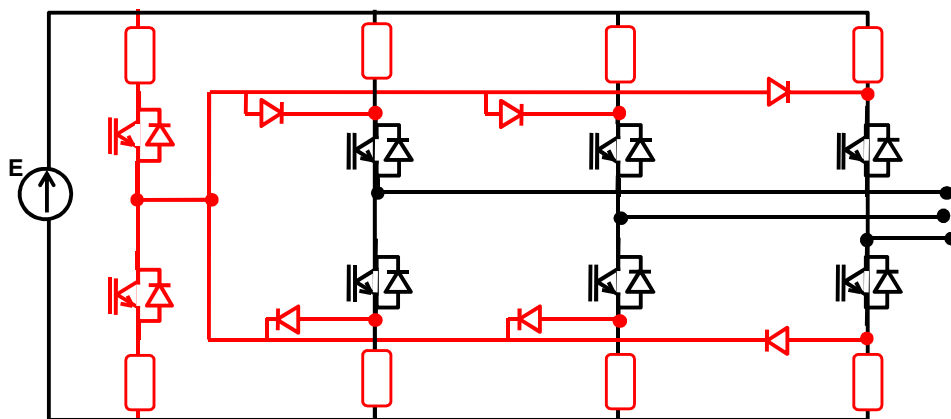


Fig.II.7 Isolation d'un bras et connexion post-défaut d'un onduleur NPC 3-niveaux 4-bras

Vu la présence des diodes de clamp, l'adoption de cette technique pour le cas de l'onduleur NPC est un choix adéquat vu qu'il n'est pas nécessaire d'ajouter d'autres diodes. Par contre, pour étendre l'utilisation de cette technique pour le cas d'un défaut de circuit-ouvert, il faut ajouter un thyristor. Ce thyristor joue un double rôle. Son amorçage entraîne en premier lieu l'isolement du bras à travers la fusion des fusibles suite au court-circuit du bus continu. En

Chapitre II

deuxième temps, il assure la connexion secours au point milieu au cas d'un circuit ouvert d'un ou, au pire cas, des deux IGBT internes. En effet, selon le sens du courant, la phase sera liée au point milieu à travers une diode de clamp, les diodes parallèles de trois IGBT et le thyristor comme le montre la figure Fig.II.8.

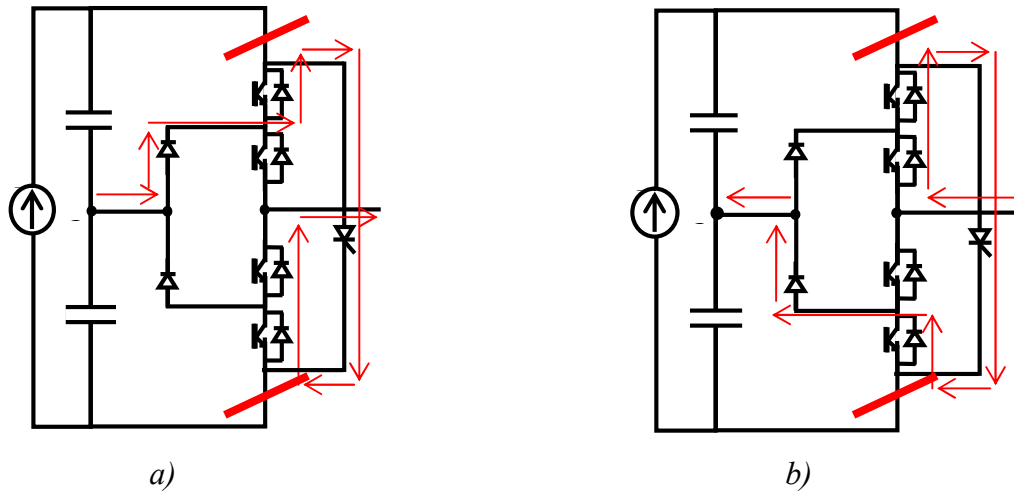


Fig.II.8 Circulation du courant entre le point milieu et la phase du bras défaillant grâce au thyristor: a) Lorsque le courant est positif, b) Lorsque le courant est négatif

Cette nouvelle technique présente deux avantages. Elle est d'une part applicable quelle que soit la nature du défaut. D'autre part, elle est peu coûteuse puisque le même composant, en l'occurrence le thyristor, assure en même temps l'isolation et la connexion secours au point milieu. Ce dernier ne subit aucun stress en dv/dt et un driver conventionnel est suffisant. Une inductance snubber en série avec chaque thyristor permet de calibrer le di/dt et d'éviter leur destruction à l'amorçage.

Il est à noter que même en situation de destruction d'un thyristor, celui-ci présente un mode de défaut proche du court-circuit dû à l'absence de wire-bonding dans son boîtier (connexion par broche entre son boîtier et la puce). Le mode de panne du thyristor est donc sans entrave pour les autres fonctions à assurer. La figure Fig.II.9 montre la structure de l'onduleur NPC 3-niveaux après l'ajout des composants supplémentaires assurant la tolérance aux défauts (les inductances snubber ne sont pas représentées).

II.3.2.2 Modélisation de l'onduleur après reconfiguration

Nous supposons que le premier bras est défaillant. Les expressions de $V_{BO}(t)$ et $V_{CO}(t)$ ne changent pas par rapport au cas de l'onduleur NPC 3-niveaux en fonctionnement normal :

$$V_{BO}(t) = \frac{E}{2} (C_{T3} + C_{T4} - 1) \quad (\text{II.16})$$

$$V_{CO}(t) = \frac{E}{2} (C_{T5} + C_{T6} - 1) \quad (\text{II.17})$$

Alors que la tension $V_{AO}(t)$ est à présent nulle :

$$V_{AO}(t) = 0 \quad (\text{II.18})$$

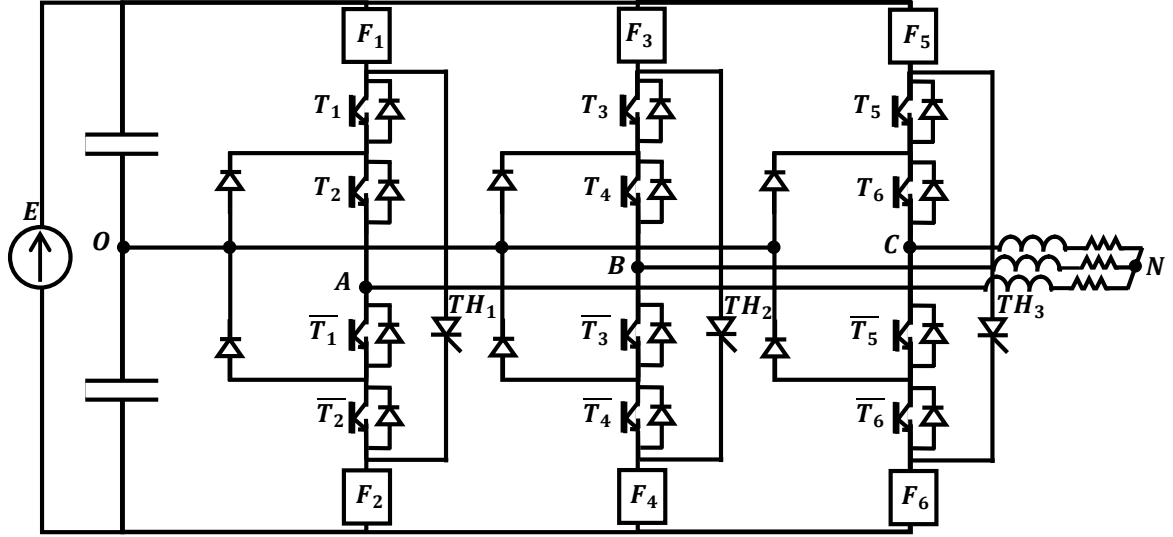


Fig.II.9 Structure de l'onduleur NPC 3-niveaux triphasé tolérant aux défauts proposé

L'équation (II.10) devient :

$$\begin{pmatrix} V_{AO}(t) \\ V_{BO}(t) \\ V_{CO}(t) \end{pmatrix} = \frac{E}{2} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} - \frac{E}{2} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.19})$$

La charge est toujours triphasée et équilibrée. Donc l'équation (II.11) est toujours vraie.

Les tensions $V_{AN}(t)$, $V_{BN}(t)$ et $V_{CN}(t)$ peuvent s'exprimer alors en fonction de $V_{AO}(t)$, $V_{BO}(t)$ et $V_{CO}(t)$:

$$\begin{pmatrix} V_{AN}(t) \\ V_{BN}(t) \\ V_{CN}(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} -1 & -1 \\ 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{BO}(t) \\ V_{CO}(t) \end{pmatrix} \quad (\text{II.20})$$

En combinant les équations (II.19) et (II.20), nous pouvons exprimer les tensions en fonctions des signaux de commande S_2 et S_3 :

$$\begin{pmatrix} V_{AN}(t) \\ V_{BN}(t) \\ V_{CN}(t) \end{pmatrix} = \frac{E}{6} \begin{pmatrix} -1 & -1 \\ 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} + \frac{E}{6} \begin{pmatrix} 2 \\ -1 \\ -1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Ainsi, l'expression du vecteur spatial \vec{V}_s est:

$$\vec{V}_s = \frac{2}{3} \left[V_{AN}(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} V_{BN}(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} V_{CN}(t) \right] = \frac{E}{3} \left[1 - \frac{1}{2} (S_2 + S_3) + j \frac{\sqrt{3}}{2} (S_2 - S_3) \right] \quad (\text{II.22})$$

Comme montré dans le tableau Tab.II.2 et la Fig.II.10, l'onduleur reconfiguré fournit neuf vecteurs de tension, dont un est nul.

Chapitre II

S_2	S_3	$V_{AN}(t)$	$V_{BN}(t)$	$V_{CN}(t)$	\vec{V}_s
0	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{-E}{6}$	$\frac{-E}{6}$	$\vec{V}_1 = \frac{E}{3}$
1	0	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{-E}{3}$	$\vec{V}_2 = \frac{E}{3} e^{j\frac{\pi}{3}}$
2	0	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{-E}{2}$	$\vec{V}_3 = j \frac{E}{\sqrt{3}}$
2	1	$\frac{-E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{-E}{6}$	$\vec{V}_4 = \frac{E}{3} e^{j\frac{2\pi}{3}}$
S_2	S_3	$V_{AN}(t)$	$V_{BN}(t)$	$V_{CN}(t)$	\vec{V}_s
2	2	$\frac{-E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$\vec{V}_5 = \frac{-E}{3}$
1	2	$\frac{-E}{6}$	$\frac{-E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$\vec{V}_6 = \frac{E}{3} e^{j\frac{4\pi}{3}}$
0	2	0	$\frac{-E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\vec{V}_7 = j \frac{-E}{\sqrt{3}}$
0	1	$\frac{E}{6}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\vec{V}_8 = \frac{E}{3} e^{j\frac{5\pi}{3}}$
1	1	0	0	0	$\vec{V}_0 = 0$

Tab.II.2 Vecteurs tension délivrés par l'onduleur NPC reconfiguré au point milieu avec deux phases actives en modulation

Comme dans le cas de l'onduleur NPC en mode normal, chaque vecteur est identifié par le triplet (S_1, S_2, S_3) . Puisque la première phase est reliée au point milieu, S_1 est en permanence égal à 1.

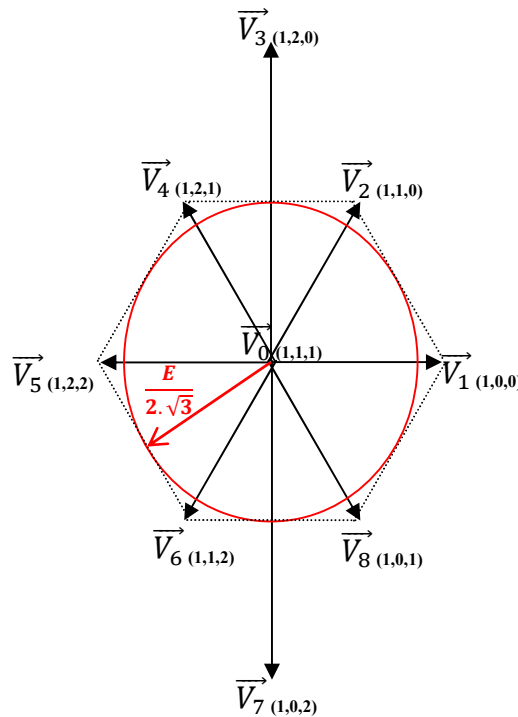


Fig.II.10 Espace vectoriel de l'onduleur 3-niveaux triphasé reconfiguré au point milieu avec deux phases actives en modulation

II.3.3. Commande en boucle ouverte de l'onduleur NPC 3-niveaux tolérant aux défauts avec la technique de la MLI vectorielle

II.3.3.1 Principe de la MLI vectorielle

Le principe de la MLI vectorielle, appelée aussi SVM (Space Vector Modulation) consiste à obtenir à la sortie de l'onduleur un vecteur de tension moyen \vec{V}_s à travers l'application des vecteurs de tension actifs et nuls de l'onduleur pendant des durées particulières.

Chapitre II

La figure Fig.II.11 et les équations (II.23) et (II.24) résument le principe de la SVM.

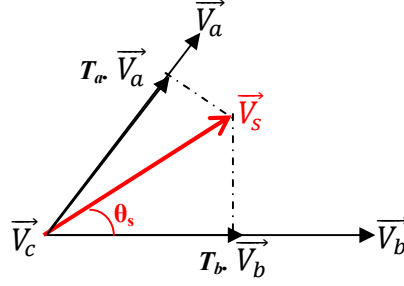


Fig.II.11 Principe de la SVM

$$T_{MLI} \cdot \vec{V}_s = T_a \cdot \vec{V}_a + T_b \cdot \vec{V}_b + T_c \cdot \vec{V}_c \quad (II.23)$$

$$T_{MLI} = T_a + T_b + T_c \quad (II.24)$$

Avec :

\vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c : Vecteurs actifs délivrés par l'onduleur adjacents au vecteur \vec{V}_s

T_{MLI} : période de découpage.

T_a : temps d'application du vecteur \vec{V}_a

T_b : temps d'application du vecteur \vec{V}_b

T_c : temps d'application du vecteur \vec{V}_c

Les équations (II.23) et (II.24) peuvent s'exprimer en fonction du rapport cyclique α_k

$$\vec{V}_s = \alpha_a \cdot \vec{V}_a + \alpha_b \cdot \vec{V}_b + \alpha_c \cdot \vec{V}_c \quad (II.25)$$

Avec :

$$\alpha_k = \frac{T_k}{T_{MLI}}, \quad (k = a, b \text{ ou } c) \quad (II.26)$$

L'algorithme de la SVM comprend cinq parties :

- ✓ la transformation de *Concordia* du système triphasé de la tension de référence.
- ✓ la sectorisation du plan (α, β) de l'onduleur en secteurs limités par les vecteurs tension.
- ✓ la localisation du vecteur spatial de référence V_s .
- ✓ le calcul du rapport cyclique α_k de chaque vecteur V_k par projection.
- ✓ le choix de l'ordre des vecteurs à appliquer pendant T_{MLI} dans chaque secteur.

II.3.3.2 SVM en mode de fonctionnement normal

II.3.3.2.1 Transformation de *Concordia*

Soit un système de tension référence sinusoïdal triphasé :

$$V_1 = V_M \sin(\theta) \quad (II.27)$$

$$V_2 = V_M \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (II.28)$$

Chapitre II

$$V_3 = V_M \sin \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \quad (\text{II.29})$$

La transformation de *Concordia* de ce système donne un système biphasé V_α et V_β tel que :

$$V_\alpha = \frac{2}{3} \left[V_1 - \left(\frac{1}{2} \right) V_2 - \left(\frac{1}{2} \right) V_3 \right] \quad (\text{II.30})$$

$$V_\beta = \frac{2}{3} \left[\left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) V_2 - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) V_3 \right] \quad (\text{II.31})$$

Le vecteur spatial de référence \vec{V}_s a pour expression :

$$\vec{V}_s = V_{SM} e^{j\theta_s} \quad (\text{II.32})$$

Avec :

$$V_{SM} = \sqrt{(V_\alpha^2 + V_\beta^2)} \quad (\text{II.33})$$

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (\text{II.34})$$

II.3.3.2.2 Sectorisation du plan (α, β)

Pour pouvoir profiter de tous les degrés de liberté qu'offre l'onduleur triphasé 3-niveaux, il faut concevoir une sectorisation qui permet de faire appel aux 27 vecteurs délivrés par cet onduleur. La solution la plus simple est de diviser le plan en secteurs tels que chaque secteur soit un triangle formé par trois vecteurs, sans qu'un quatrième vecteur soit à l'intérieur de ce triangle. La figure Fig.II.12 montre qu'avec cette méthode, nous obtenons 24 triangles symétriques.

II.3.3.2.3 Localisation du vecteur spatial de référence \vec{V}_s

Pour savoir quel vecteur doit être appliqué à un instant donné, il faut localiser le vecteur spatial référence \vec{V}_s , c'est-à-dire, trouver dans quel triangle il se trouve à cet instant. La méthode que nous proposons consiste à diviser le plan, en quatre quadrants et en six secteurs symétriques comme le montre la figure Fig.II.13.

La localisation du vecteur \vec{V}_s se fait en trois étapes à l'aide de ses composantes V_α et de V_β :

✓ *Etape 1*: détermination du quadrant selon les signes de V_α et de V_β :

Si $V_\alpha > 0$ et $V_\beta > 0$, *quadrant* = Q1.

Si $V_\alpha < 0$ et $V_\beta > 0$, *quadrant* = Q2.

Si $V_\alpha < 0$ et $V_\beta < 0$, *quadrant* = Q3.

Sinon, *quadrant* = Q4.

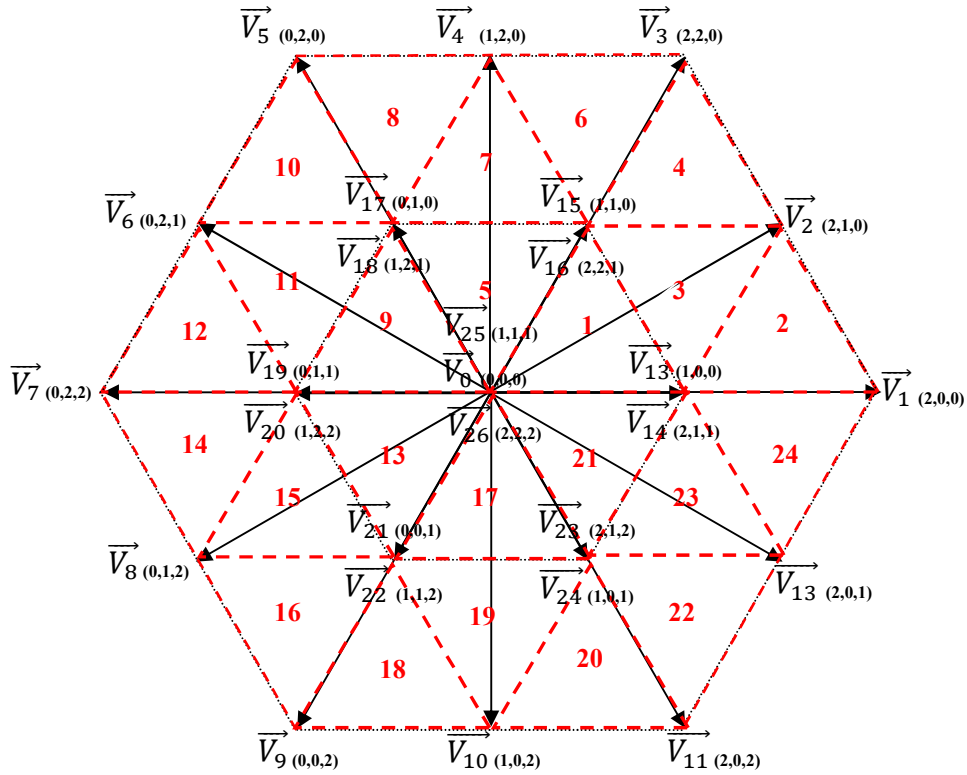


Fig.II.12 Sectorisation de plan (α, β) de l'onduleur NPC 3-niveaux triphasé

✓ *Etape 2*: détermination du secteur. Dans chaque quadrant, il y a un secteur et une partie (la moitié) du secteur adjacent. Pour déterminer le secteur dans lequel le vecteur \vec{V}_s se trouve, il faut comparer ses composantes V_α et de V_β avec l'équation de la droite qui sépare ces deux secteurs (Fig.II.13.b).

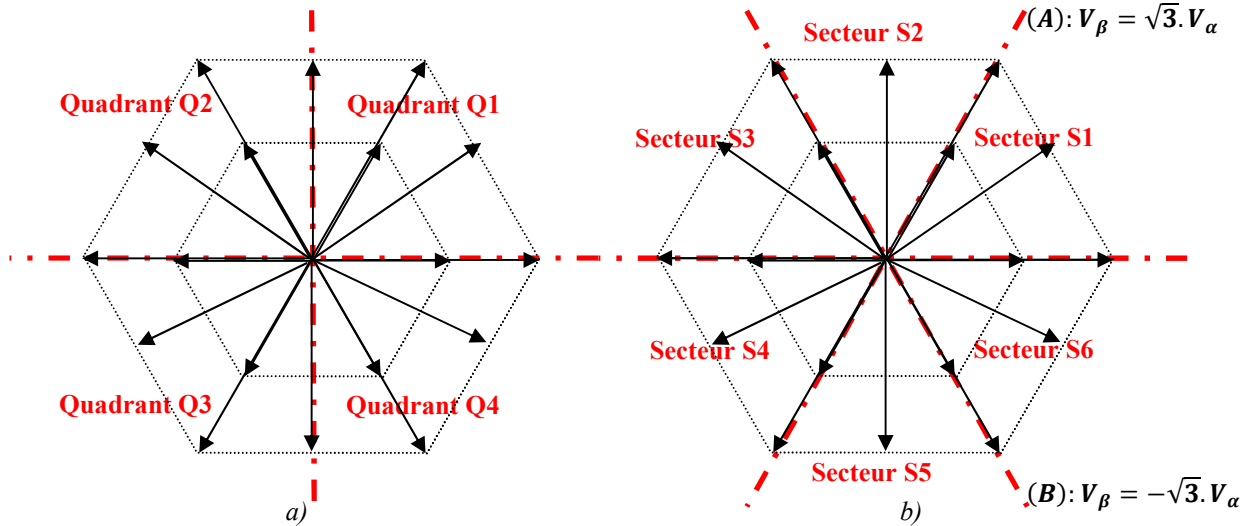


Fig.II.13 Sectorisation du plan (α, β) en: a) Quadrants ; b) Secteurs

Si $quadrant = Q1$: Si $V_\beta > \sqrt{3}V_\alpha$, \vec{V}_s est dans le secteur S2, sinon il est dans le secteur S1.

Si $quadrant = Q2$: Si $V_\beta > -\sqrt{3}V_\alpha$, \vec{V}_s est dans le secteur S2, sinon il est dans le secteur S3.

Chapitre II

Si $quadrant = Q3$: Si $V_\beta > \sqrt{3}V_\alpha$, \vec{V}_s est dans le secteur $S4$, sinon il est dans le secteur $S5$.

Si $quadrant = Q4$: Si $V_\beta > -\sqrt{3}V_\alpha$, \vec{V}_s est dans le secteur $S6$, sinon il est dans le secteur $S5$.

✓ *Etape 3* : détermination du triangle. Dans chaque secteur, il y a quatre triangles. Pour déterminer le triangle dans lequel le vecteur \vec{V}_s se trouve, il faut comparer les valeurs de V_α et de V_β avec les équations des droites qui délimitent le triangle central dans le secteur.

Prenons l'exemple du secteur $S1$ représenté dans la figure Fig.II.14. L'algorithme de localisation est le suivant :

Si $V_\beta > \frac{E}{\sqrt{12}}$: \vec{V}_s est dans le triangle 4. Sinon:

Si $V_\beta < \frac{E}{\sqrt{3}} - (\sqrt{3}V_\alpha)$: \vec{V}_s est dans le triangle 1. Sinon:

Si $V_\beta > (\sqrt{3}V_\alpha) - \frac{E}{\sqrt{3}}$: \vec{V}_s est dans le triangle 2. Sinon, \vec{V}_s est dans le triangle 3.

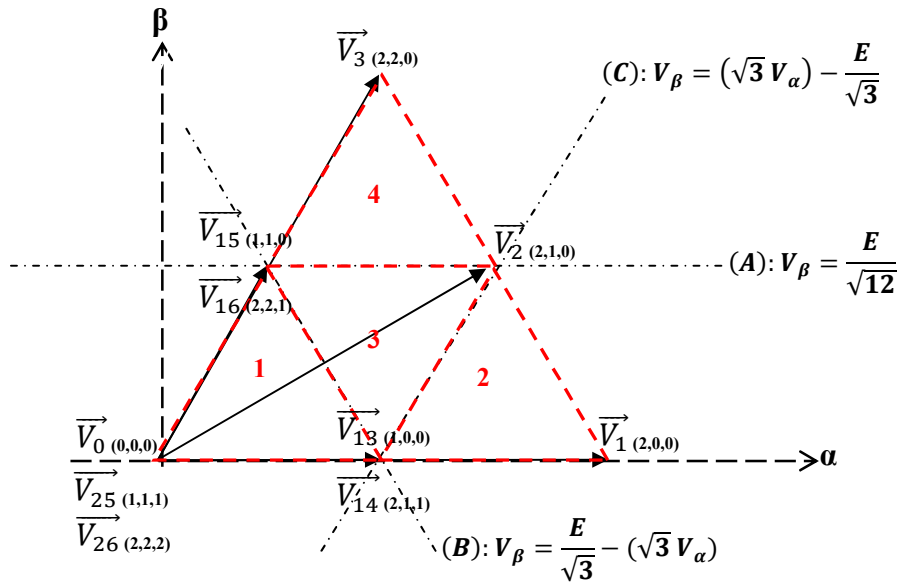


Fig.II.14 Localisation de \vec{V}_s lorsqu'il est dans le secteur $S1$

II.3.3.2.4 Calcul des rapports cycliques

Le rapport cyclique α_k d'un vecteur \vec{V}_k est le rapport entre le temps d'application T_k de ce vecteur et la période de découpage T_{MLI} :

$$\alpha_k = \frac{T_k}{T_{MLI}} \quad (II.35)$$

Les expressions des rapports cycliques sont déterminées à partir de l'équation (II.25) qui définit le vecteur spatial \vec{V}_s en fonction des vecteurs de tension constituant chaque triangle et leurs rapports cycliques. Les 24 triangles sont divisés en quatre familles selon les expressions génériques des vecteurs tension qui les constituent.

Le calcul qui mène à la détermination des expressions des rapports cycliques n'est détaillé que pour la *famille I*. Pour les autres familles de triangles, nous nous contentons de donner les

Chapitre II

expressions des vecteurs tensions et les expressions des rapports cycliques. Le calcul détaillé est décrit dans l'Annexe A.

a) Famille I :

Elle regroupe les triangles : 1, 5, 9, 13, 17 et 21. Chaque triangle est formé par deux vecteurs actifs et un vecteur nul \vec{V}_c . Les deux vecteurs actifs ont pour expressions :

$$\vec{V}_a = \frac{E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.36})$$

$$\vec{V}_b = \frac{E}{3} e^{j(k)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.37})$$

Le tableau Tab.II.3 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille I.

	Triangle 1	Triangle 5	Triangle 9	Triangle 13	Triangle 17	Triangle 21
\vec{V}_a	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}
\vec{V}_b	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}
\vec{V}_c	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$

Tab.II.3 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{l=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille I

Dans l'équation (II.25), nous remplaçons \vec{V}_s par son expression dans l'équation (II.32) et \vec{V}_a et \vec{V}_b par leurs expressions dans les équations (II.36) et (II.37) :

$$V_{SM} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \left[\frac{E}{3} \begin{pmatrix} \cos (k-1) \frac{\pi}{3} \\ \sin (k-1) \frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_a + \frac{E}{3} \begin{pmatrix} \cos (k) \frac{\pi}{3} \\ \sin (k) \frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_b + 0 \cdot \alpha_c \right] \quad (\text{II.38})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos (k-1) \frac{\pi}{3} & \cos (k) \frac{\pi}{3} \\ \sin (k-1) \frac{\pi}{3} & \sin (k) \frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_a \\ \alpha_b \end{pmatrix} \quad (\text{II.39})$$

$$\begin{pmatrix} \alpha_a \\ \alpha_b \end{pmatrix} = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \begin{pmatrix} \sin (k) \frac{\pi}{3} & -\cos (k) \frac{\pi}{3} \\ -\sin (k-1) \frac{\pi}{3} & \cos (k-1) \frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Nous obtenons ainsi les expressions des rapports cycliques α_a et α_b :

$$\alpha_a = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin \left(k \frac{\pi}{3} - \theta_s \right) \quad (\text{II.41})$$

$$\alpha_b = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin \left(\theta_s - (k-1) \frac{\pi}{3} \right) \quad (\text{II.42})$$

Posons :

$$\theta_i = \theta_s \text{ modulo } \left(\frac{\pi}{3} \right) \quad (\text{II.43})$$

Autrement dit :

Chapitre II

$$\theta_i = \theta_s - (k-1) \frac{\pi}{3} \quad (\text{II.44})$$

D'où les expressions de α_a et α_b en fonction de θ_i .

$$\alpha_a = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (\text{II.45})$$

$$\alpha_b = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \quad (\text{II.46})$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (\text{II.47})$$

b) Famille II :

Cette famille regroupe les triangles : 2, 6, 10, 14, 18, 22. Les vecteurs qui forment ces triangles s'écrivent sous la forme :

$$\vec{V}_a = \frac{E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.48})$$

$$\vec{V}_b = \frac{2E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.49})$$

$$\vec{V}_c = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{j(k-0.5)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.50})$$

Le tableau Tab.II.4 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille II.

	Triangle 2	Triangle 6	Triangle 10	Triangle 14	Triangle 18	Triangle 22
\vec{V}_a	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}
\vec{V}_b	\vec{V}_1	\vec{V}_3	\vec{V}_5	\vec{V}_7	\vec{V}_9	\vec{V}_{11}
\vec{V}_c	\vec{V}_2	\vec{V}_4	\vec{V}_6	\vec{V}_8	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{12}

Tab.II.4 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{l=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille II

Les expressions des rapports cycliques sont :

$$\alpha_c = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \quad (\text{II.51})$$

$$\alpha_b = -1 + \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (\text{II.52})$$

$$\alpha_a = 1 - \alpha_b - \alpha_c \quad (\text{II.53})$$

c) Famille III :

Cette famille regroupe les triangles : 4, 8, 12, 16, 20 et 24. Les vecteurs qui forment ces triangles s'écrivent sous la forme :

Chapitre II

$$\vec{V}_a = \frac{E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.54})$$

$$\vec{V}_b = \frac{2E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.55})$$

$$\vec{V}_c = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{j(k-0.5)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.56})$$

Le tableau Tab.II.5 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille *III*.

	Triangle 4	Triangle 8	Triangle 12	Triangle 16	Triangle 20	Triangle 24
\vec{V}_a	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}
\vec{V}_b	\vec{V}_3	\vec{V}_5	\vec{V}_7	\vec{V}_9	\vec{V}_{11}	\vec{V}_1
\vec{V}_c	\vec{V}_2	\vec{V}_4	\vec{V}_6	\vec{V}_8	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{12}

Tab.II.5 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{l=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille *III*

Les expressions des rapports cycliques sont :

$$\alpha_b = -1 + \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \quad (\text{II.57})$$

$$\alpha_c = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (\text{II.58})$$

$$\alpha_a = 1 - \alpha_b - \alpha_c \quad (\text{II.59})$$

d) Famille *IV* :

La famille *IV* regroupe les triangles : 3, 7, 11, 15, 19, 23. Les vecteurs qui forment ces triangles s'écrivent sous la forme :

$$\vec{V}_a = \frac{E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.60})$$

$$\vec{V}_b = \frac{E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.61})$$

$$\vec{V}_c = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{j(k-0.5)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.62})$$

Le tableau Tab.II.6 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille *IV*.

	Triangle 3	Triangle 7	Triangle 11	Triangle 15	Triangle 19	Triangle 23
\vec{V}_a	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}
\vec{V}_b	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}
\vec{V}_c	\vec{V}_2	\vec{V}_4	\vec{V}_6	\vec{V}_8	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{12}

Tab.II.6 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{l=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille *IV*

Chapitre II

Les expressions des rapports cycliques sont :

$$\alpha_a = 1 - \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \quad (II.63)$$

$$\alpha_b = 1 - \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (II.64)$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (II.65)$$

II.3.3.2.5 Choix de l'ordre des vecteurs à appliquer pendant T_{MLI}

La dernière étape consiste à définir l'ordre de l'application des différents vecteurs pendant une période de découpage T_{MLI} dans tous les triangles.

Prenons l'exemple du triangle I : Les vecteurs qu'on applique pendant chaque T_{MLI} sont : \vec{V}_0 , \vec{V}_{13} , \vec{V}_{14} , \vec{V}_{15} , \vec{V}_{16} , \vec{V}_{25} et \vec{V}_{26} . Les critères qu'on a retenus pour définir l'ordre de ces vecteurs sont :

✓ La minimisation de la fréquence de découpage. En effet, avec l'ordre proposé, chaque interrupteur effectue au maximum deux commutations (un passage à l'état passant et un passage à l'état bloqué) pendant T_{MLI} .

✓ Pour des raisons de complexité au niveau de l'implémentation numérique de la commande, nous avons choisi d'avoir toujours des signaux de commande symétriques pendant T_{MLI} . La figure Fig.II.15 donne la séquence d'application des vecteurs tensions pendant une période T_{MLI} pour le triangle I . Les tables de commutation des autres triangles sont dans l'Annexe B.

		\vec{V}_0	\vec{V}_{13}	\vec{V}_{15}	\vec{V}_{25}	\vec{V}_{14}	\vec{V}_{16}	\vec{V}_{26}	\vec{V}_{16}	\vec{V}_{14}	\vec{V}_{25}	\vec{V}_{15}	\vec{V}_{13}	\vec{V}_0
C_{T1}	1													
	0													
C_{T2}	1													
	0													
C_{T3}	1													
	0													
C_{T4}	1													
	0													
C_{T5}	1													
	0													
C_{T6}	1													
	0													
		$\alpha_c/8$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/8$
$k.T_{MLI}$														$(k+1)T_{MLI}$

Fig.II.15 Distribution des signaux de commande des six IGBT de l'onduleur NPC pendant une période de modulation T_{MLI} lorsque \vec{V}_s est localisé dans le triangle I

Chapitre II

II.3.3.3 Commande SVM en mode de fonctionnement dégradé

La reconfiguration de la topologie de l'onduleur NPC suite à la défaillance d'un IGBT induit des modifications au niveau de la commande SVM appliquée, vu que l'espace vectoriel de l'onduleur sur qui repose cette commande a été changé. En effet, avec le nouveau plan (α, β) obtenu suite à l'isolation du bras défaillant et à la reconnexion de la phase correspondante au point milieu capacitif, une nouvelle sectorisation de ce plan et un nouveau algorithme de localisation du vecteur spatial de référence \vec{V}_s s'imposent. De plus, les rapports cycliques α_k doivent être recalculés selon les nouvelles conditions. De même, une nouvelle table de séquence d'applications des vecteurs pendant une période T_{MLI} doit être dressée.

L'espace vectoriel de l'onduleur reconfiguré (Cf. Fig.II.10) montre que les vecteurs \vec{V}_3 et \vec{V}_7 n'ont pas la même amplitude que les autres vecteurs actifs. Au fait, l'amplitude de ces deux vecteurs est égale à $E/\sqrt{3}$ alors que tous les autres vecteurs ont une amplitude égale à $E/3$. Prendre en compte ces deux vecteurs dans la sectorisation du plan revient à avoir des secteurs inégaux, ce qui est susceptible de créer un déséquilibre au niveau des tensions de sortie. C'est pourquoi nous avons décidé de ne pas prendre en compte ces deux vecteurs. Ce choix a pour conséquence une réduction de 50% de la profondeur de modulation maximale de la SVM en mode dégradé, ce qui se traduit par une réduction de 50% de la puissance délivrée par l'onduleur après défaut.

Avec les six secteurs actifs restants, le plan (α, β) peut être divisé en six secteurs identiques, les mêmes que ceux indiqués dans la figure Fig.II.13.b. Aussi, l'algorithme de localisation du vecteur \vec{V}_s est le même décrit dans le paragraphe II.3.3.2.3. (Etape 1 et Etape 2).

Les secteurs ainsi obtenus sont les triangles de la famille I décrit dans le paragraphe II.3.3.2.4.i. De ce fait, le calcul des rapports cycliques est identique à celui développé dans ce paragraphe. Le tableau Tab.II.7 regroupe les valeurs des rapports cycliques pour chaque vecteur dans chaque secteur.

	Secteur S1	Secteur S2	Secteur S3	Secteur S4	Secteur S5	Secteur S6
\vec{V}_a	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_8
α_a	$\frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{SM}}{E} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right)$					
\vec{V}_b	\vec{V}_2	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_8	\vec{V}_1
α_b	$\frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot V_{SM}}{E} \cdot \sin(\theta_i)$					
\vec{V}_c	\vec{V}_0	\vec{V}_0	\vec{V}_0	\vec{V}_0	\vec{V}_0	\vec{V}_0
α_c	$1 - \alpha_a - \alpha_b$					

Tab.II.7 Tableau récapitulatif des expressions des rapports cycliques α_i de chaque vecteur dans chaque secteur du plan (α, β) de l'onduleur NPC reconfiguré

Finalement, le choix de la séquence des vecteurs à appliquer pendant une période T_{MLI} est basé sur les mêmes critères adoptés pour le fonctionnement normal, à savoir la minimisation du nombre de changement d'états des IGBT et la symétrie de ces états. La figure Fig.II.16 donne la table des séquences des vecteurs pendant une période T_{MLI} dans chaque secteur.

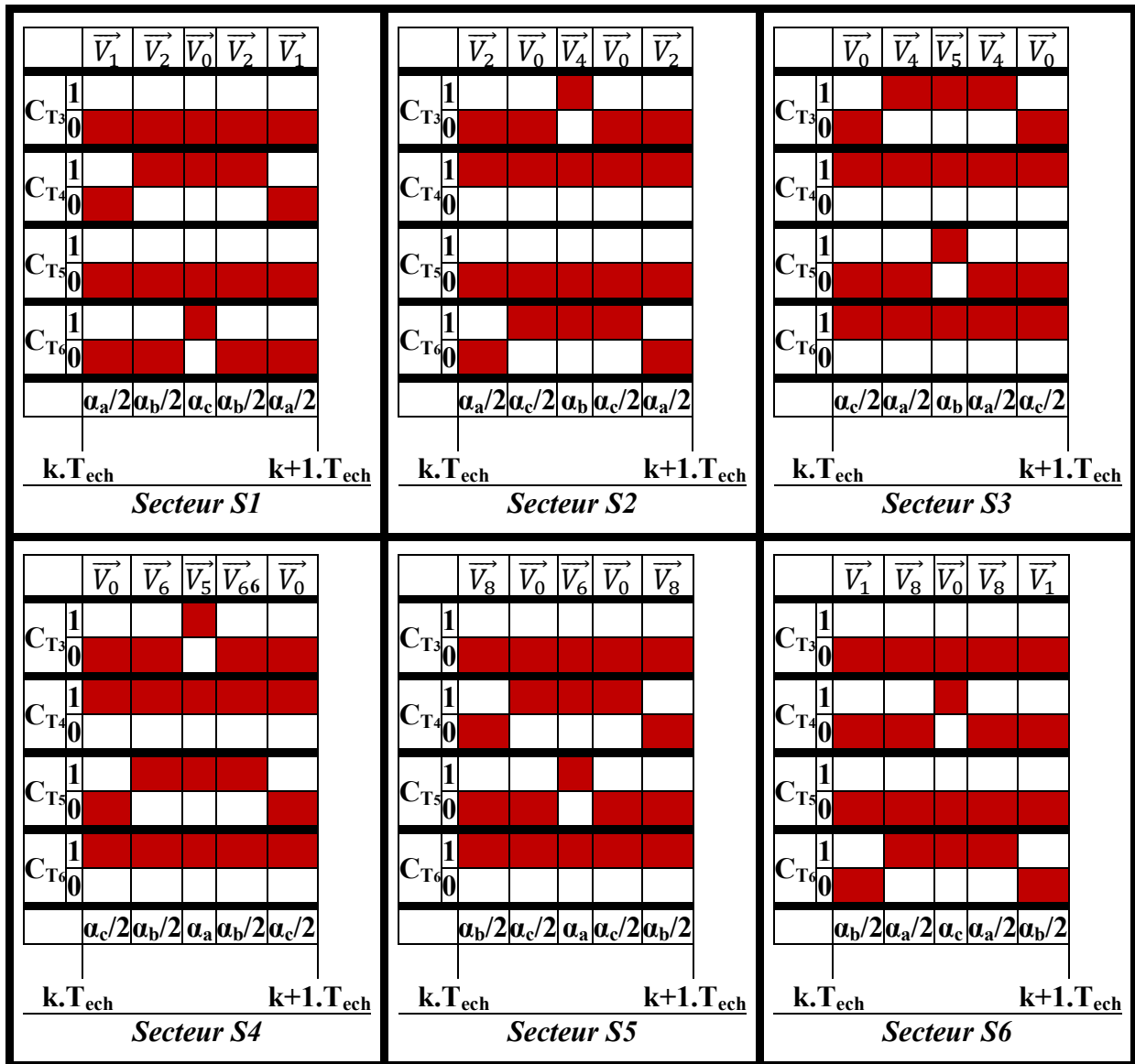


Fig.II.16 Distribution des signaux de commande des quatre IGBT des deux bras sains de l'onduleur NPC reconfiguré pendant une période de découpage T_{MLI}

II.4 Convertisseur 3-niveaux hybride tolérant aux défauts

La figure Fig.II.17 présente la topologie d'un onduleur hybride tolérant aux défauts. Il s'agit d'un onduleur NPC 3-niveaux triphasé, auquel un bras FC 3-niveaux est connecté du côté continu. Cette structure a été proposée dans [93].

Ce bras supplémentaire a un double rôle. En mode de fonctionnement normal, il délivre le potentiel du point milieu nécessaire pour les trois bras NPC. En effet, la commande de ce bras assure théoriquement la génération d'une tension V_{FC} égale en permanence à $E/2$ à sa sortie, en commandant les IGBT avec un rapport cyclique constant égal à 0.5. Le rôle du bras FC est donc de garantir un équilibrage actif du potentiel du point milieu de l'onduleur NPC. Cette structure présente certains avantages par rapport celle d'un onduleur NPC classique. D'une

Chapitre II

part, le bras FC permet d'éviter le recours aux condensateurs électrolytiques de très fortes capacités nécessaires pour un onduleur NPC conventionnel, ce qui constitue un gain considérable au niveau du coût, de l'encombrement et de la dangerosité en cas de court-circuit.

D'autre part, l'équilibrage actif du potentiel du point milieu représente une solution intéressante pour gérer le problème des oscillations basse fréquence du point milieu passif. Aussi, cette structure offre la possibilité de résoudre le problème de compromis entre le THD du courant et les pertes de commutation en profitant de tous les degrés de liberté de l'onduleur NPC , vu l'absence de régulation du potentiel point milieu par le modulateur.

La présence du bras additionnel d'équilibrage peut aussi être vu comme une redondance active possible pour la gestion d'un mode secours. En effet, en cas de défaillance d'un IGBT ou d'un bras NPC , le bras FC permet d'assurer la continuité de fonctionnement de l'onduleur, en générant le point milieu pour les deux bras NPC sains comme pour le cas de la structure 3-bras après défaut (mode $1-3-3$), ou en substituant le bras défaillant (mode $3-2-2$).

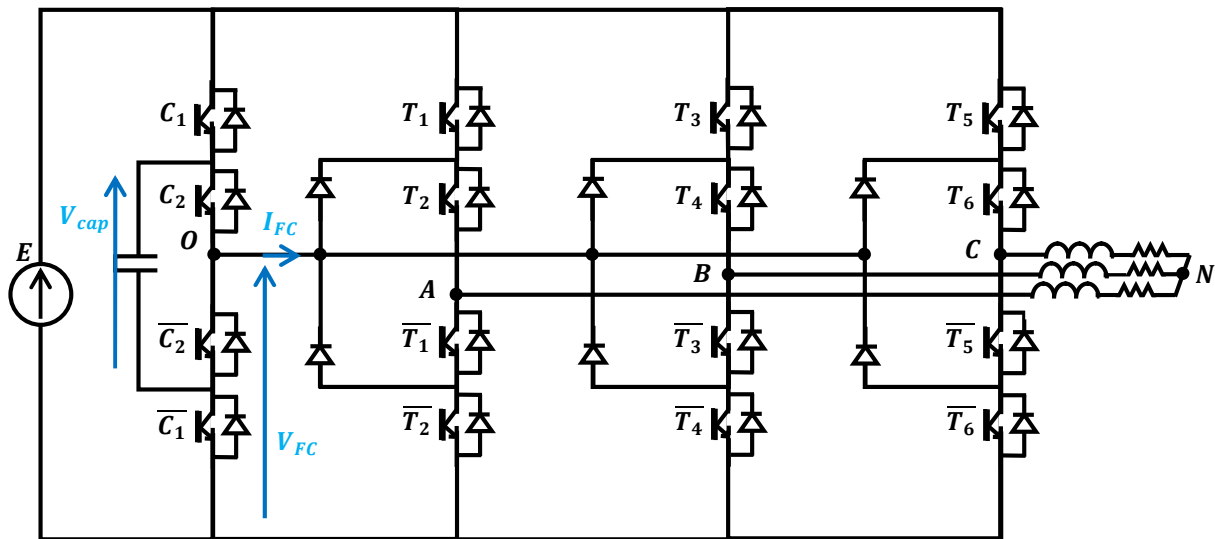


Fig.II.17 Schéma de principe de l'onduleur hybride 4-bras proposé

Bien que sa structure soit celle d'un bras générant 3-niveaux de tension de sortie, le bras FC est commandé de façon à délivrer un seul niveau de tension, à savoir le niveau point milieu. Les IGBT C_1 et C_2 sont donc en permanence complémentaires au temps mort près. Comme illustré sur la figure Fig.II.18, selon l'état des IGBT, la tension V_{FC} sera soit égale à V_{cap} , soit égale à $(E - V_{cap})$, avec V_{cap} est la tension aux bornes du condensateur flottant du bras FC .

Afin de générer une tension égale à $E/2$, il faut donc avoir toujours $V_{cap} = E/2$.

Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour assurer la commande du bras FC .

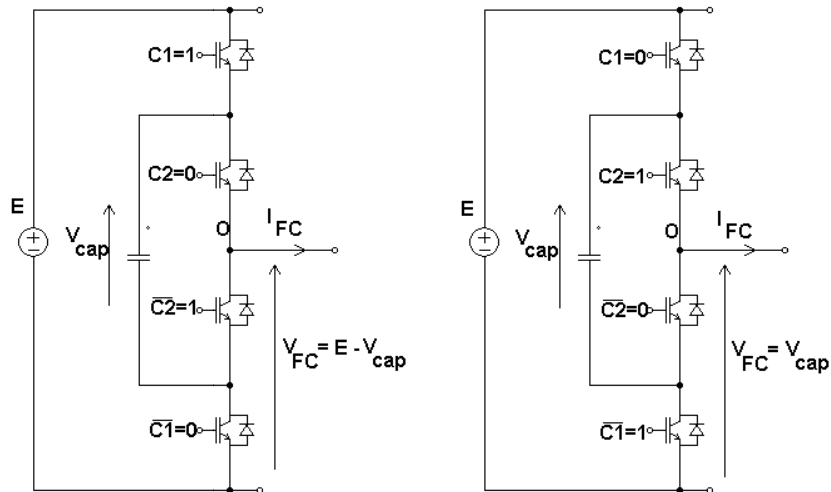


Fig.II.18 Expression de la tension V_{FC} pour les deux états du bras FC

II.4.1. Commande du bras FC

II.4.1.1 Méthode 1: Valeur moyenne de I_{FC}

La tension V_{cap} varie en fonction du sens du courant I_{FC} qui traverse le condensateur flottant. Autrement dit, la détermination du signe de la valeur moyenne de ce courant $\langle I_{FC} \rangle$ sur une période de modulation T_{MLI} est nécessaire pour savoir l'effet de ce courant sur l'évolution de V_{FC} . Le tableau Tab.II.8 résume l'algorithme de cette commande.

V_{cap}	Le condensateur flottant doit être..	$\langle I_{FC} \rangle$	C_1	C_2
$> E/2$	déchargé	> 0	bloqué	amorcé
$> E/2$	déchargé	< 0	amorcé	bloqué
$< E/2$	chargé	> 0	amorcé	bloqué
$< E/2$	chargé	< 0	bloqué	amorcé

Tab.II.8 Algorithme de la commande du bras FC à l'aide de $\langle I_{FC} \rangle$

Afin de réduire les pertes de commutation, nous pouvons envisager de réaliser une commande ZCS (Zero Switch Current), c'est-à-dire, forcer les IGBT à ne commuter que lorsque le courant I_{FC} est nul. Ceci est réalisable d'autant plus que le courant I_{FC} présente des paliers nuls de courants correspondants aux cas où aucune phase de l'onduleur NPC n'est connectée au point milieu. Autrement dit, lorsque chacune des trois phases est soit au niveau haut ($S_{x(x=1,2,3)} = 2$) ou au niveau bas ($S_{x(x=1,2,3)} = 0$), le courant I_{FC} est nul. Il est à noter que la détermination du courant I_{FC} ne nécessite pas un capteur de courant. En effet, ce courant peut être estimé à partir des signaux de commande des IGBT des bras NPC et des courants de phases:

$$I_{FC} = (C_{T_2} - C_{T_1}) \cdot I_A + (C_{T_4} - C_{T_3}) \cdot I_B + (C_{T_6} - C_{T_5}) \cdot I_C \quad (\text{II.66})$$

Où I_A (respectivement I_B , respectivement I_C) est le courant de la phase A (respectivement B , respectivement C).

Chapitre II

La figure Fig.II.19 prouve que la commande développée assure un bon équilibrage de la tension V_{cap} avec un très faible dépassement. D'autre part, l'ordre de commande des IGBT n'est envoyé que lorsque le palier nul du courant I_{FC} est atteint. Cette méthode présente deux avantages : d'une part, elle est simple à implémenter; et d'autre part, au cas où la fréquence d'échantillonnage est prise égale à la fréquence de découpage des IGBT des bras NPC, la fréquence de découpage des IGBT des quatre bras sera la même.

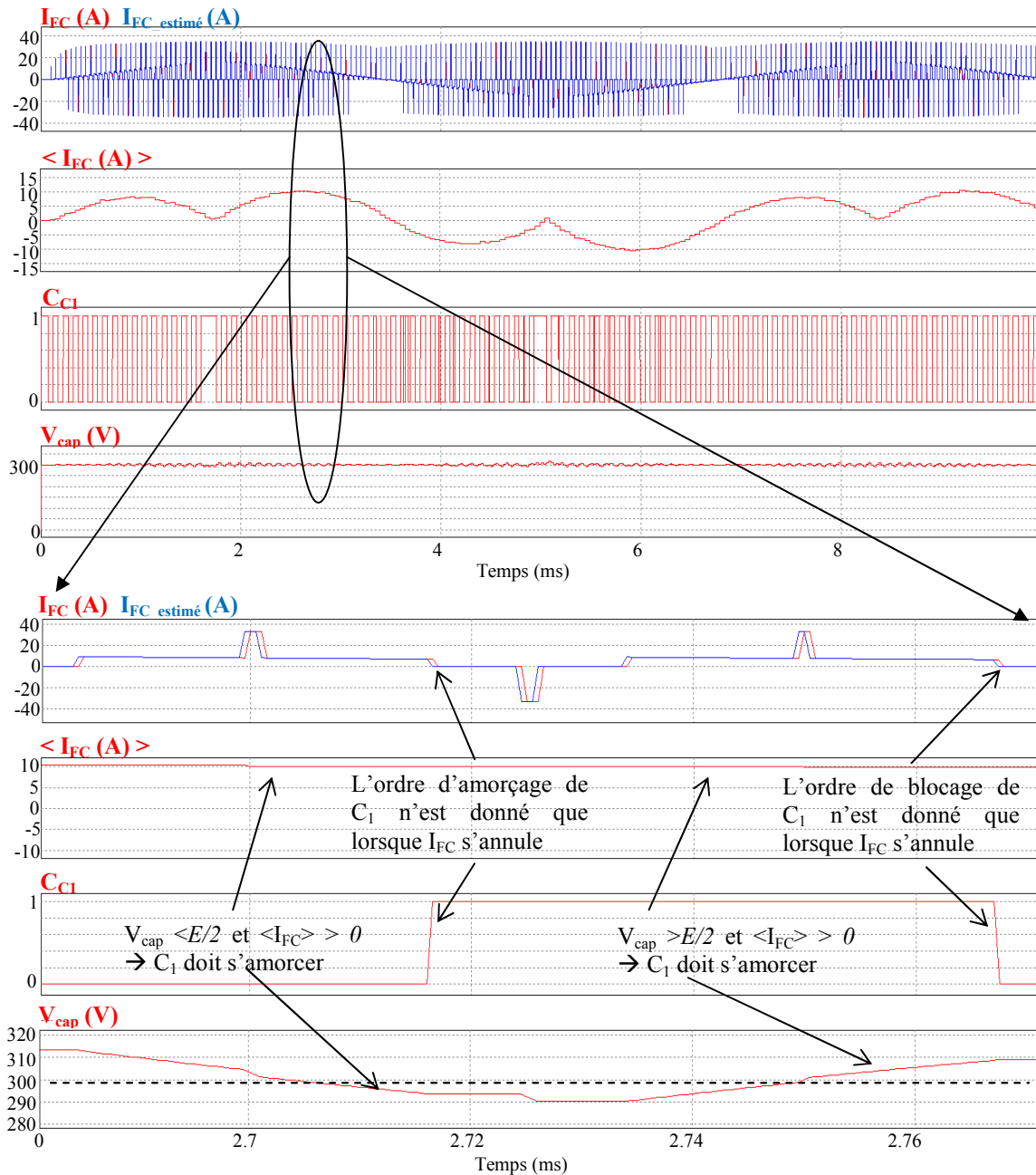


Fig.II.19 Commande du bras FC basée sur la valeur moyenne du courant I_{FC} , $E = 600V$, $T_{MLI} = 50\mu s$: a) Courant I_{FC} et courant I_{FC} estimé $I_{FC_estimé}$ b) Valeur moyenne du courant I_{FC} $\langle I_{FC} \rangle$, c) Ordre de commande de l'IGBT C_1 du bras FC C_{C1} , d) Tension aux bornes de la capacité flottante V_{cap}

Chapitre II

II.4.1.2 Méthode 2: Régulation par Hystérésis

Cette méthode consiste à définir une bande de hystérésis $[V_{cap_min}, V_{cap_max}]$ autour de $E/2$, et appliquer l'algorithme du tableau Tab.II.9. Une telle commande assure une fréquence de découpage considérablement faible.

V_{cap}	Le condensateur flottant doit être..	I_{FC}	C_1	C_2
$> V_{cap_max}$	déchargé	> 0	bloqué	amorcé
$> V_{cap_max}$	déchargé	< 0	amorcé	bloqué
$< V_{cap_min}$	chargé	> 0	amorcé	bloqué
$< V_{cap_min}$	chargé	< 0	bloqué	amorcé

Tab.II.9 Algorithme de la commande par hystérésis du bras FC

La figure Fig.II.21 montre que pour une largeur de bande égale à $\pm 10\%$ de $E/2$, la fréquence de commutation de l'IGBT C_1 est variable et très faible.

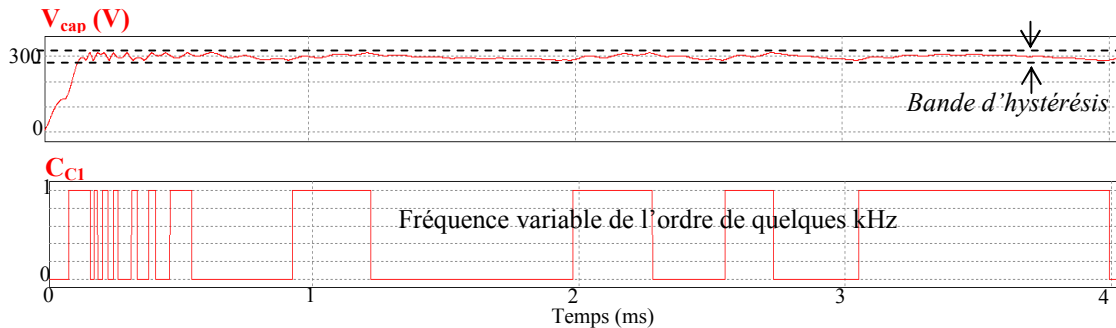


Fig.II.20 Commande du bras FC : Régulation de la tension de la capa flottante par hystérésis $E = 600\text{ V}$, Bande d'hystérésis = 10%: a) Tension aux bornes de la capa flottante V_{cap} , b) Ordre de commande de l'IGBT C_1 du bras FC C_{C1}

Ceci peut poser un problème sur le plan acoustique et des inter-harmoniques de modulation.

Pour éviter ce problème, et dans le but d'avoir une fréquence de commutation du bras FC contrôlée, nous avons modifié la commande par hystérésis : une fois que la tension V_{cap} est dans la bande d'hystérésis, les IGBT du bras FC commutent avec un rapport cyclique fixe et égal à 0.5, et à fréquence fixe et égale à la fréquence de découpage des IGBT des bras NPC F_{dec_NPC} comme le montre la figure Fig.II.21.

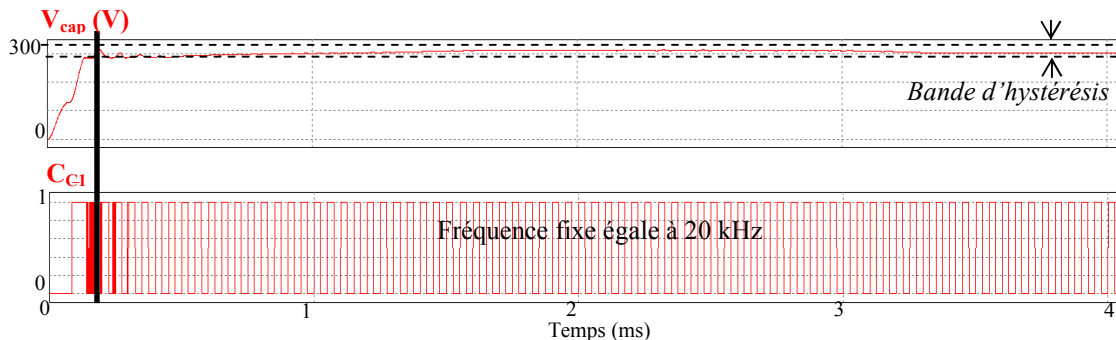


Fig.II.21 Commande du bras FC : Régulation de la tension de la capa flottante par hystérésis modifiée $E = 600\text{ V}$, Bande d'hystérésis = 10%, $F_{dec_NPC} = 20\text{ kHz}$: a) Tension aux bornes de la capa flottante V_{cap} , b) Ordre de commande de l'IGBT C_1 du bras FC C_{C1}

Chapitre II

II.4.2. Gestion des temps morts

L'introduction des temps morts T_m dans la commande des IGBT engendre des creux de tension de valeur égale à $\pm E/2$ sur la tension V_{FC} (Fig.II.22), qui est, vu par les bras NPC , la tension du point milieu. Ces creux de tension sont à fréquence apparente double de celle des IGBT du bras FC et sont dangereux pour les IGBT, vu que ces derniers sont dimensionnés de manière à supporter la moitié de la tension du bus continu, soit $E/2$. Et lorsque le creux de tension au niveau de V_{FC} est égal à E , la tension appliquée aux bornes de l'IGBT peut le détruire. De plus, ces creux de tension, engendre un dv/dt de tension important sur les tensions de phase $V_{XN, (X=A,B,C)}$, ce qui peut être dangereux pour la charge.

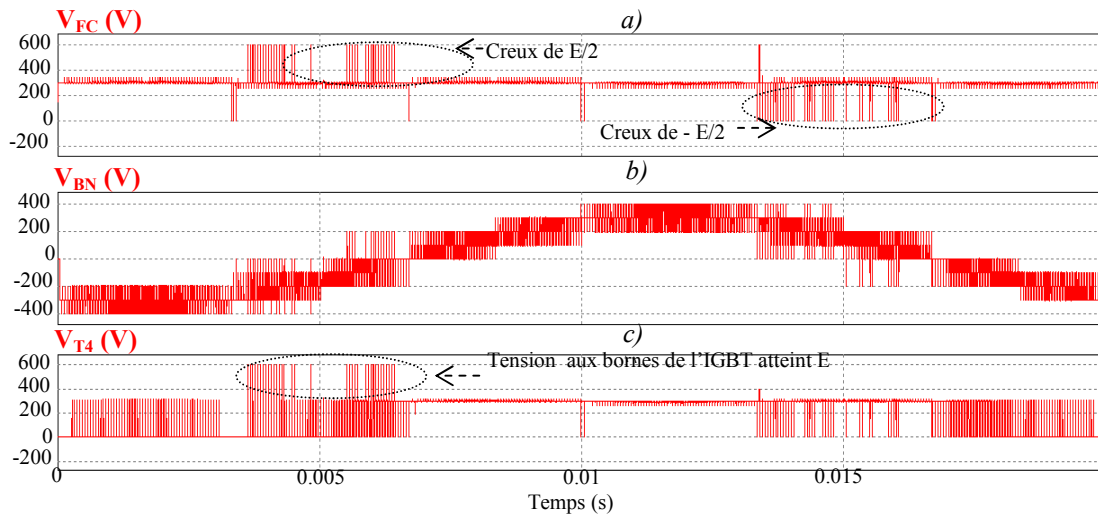


Fig.II.22 Effets de l'introduction des temps morts, $E = 600V$, $T_m = 1\mu s$: a) Tension de sortie du bras FC V_{FC} , b) Tension de sortie du deuxième bras NPC par rapport au neutre de la charge V_{BN} , c) Tension aux bornes de l'IGBT T_4 V_{T4}

A fin de filtrer les creux de tension au niveau de V_{FC} , nous proposons l'introduction d'un filtre passif LC à l'entrée de l'onduleur NPC . La figure Fig.II.23 donne la structure de l'onduleur hybride après l'introduction du filtre.

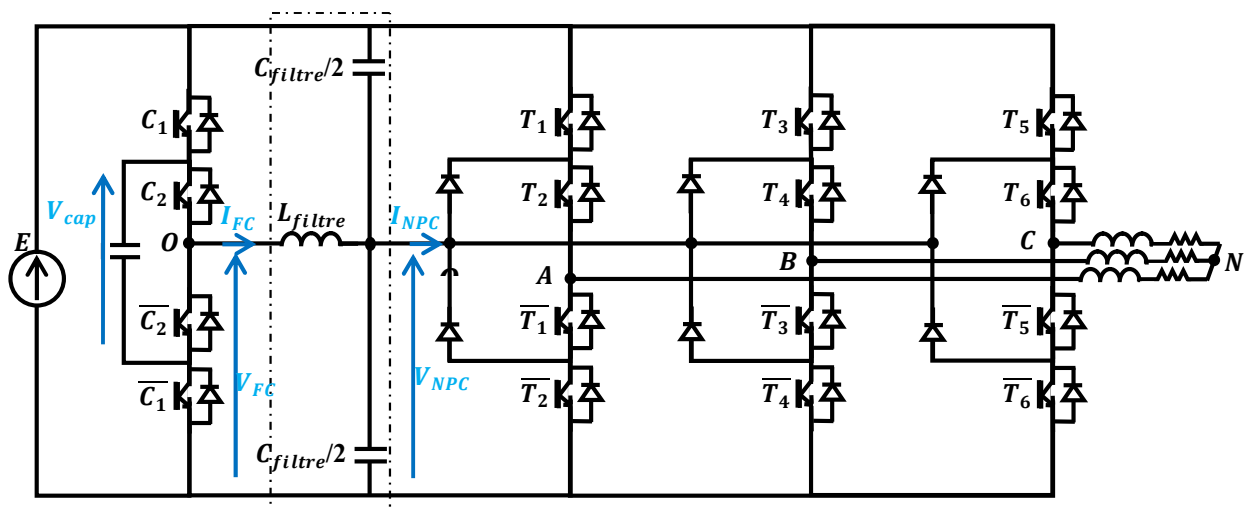


Fig.II.23 Structure de l'onduleur Hybride 4-bras après introduction d'un filtre LC

Chapitre II

II.4.2.1 Rôles du filtre

Ce filtre joue un double rôle. En effet, en plus de son rôle de filtrage de la tension V_{FC} , il contribue à l'équilibrage de la tension de la capacité flottante V_{cap} en filtrant la composante haute fréquence du courant I_{NPC} , circulant de l'onduleur NPC vers le bras FC. Cette composante, qui a la même fréquence de découpage que les IGBT des bras NPC, est un facteur de déséquilibre de la tension V_{cap} si le filtrage n'est pas suffisamment sélectif.

II.4.2.2 Fonctionnement du filtre

En pratique, les condensateurs de découplage C_{dec} en parallèle avec chaque cellule de commutation sont obligatoires comme illustré sur la figure Fig.II.24. La capacité de chacun de ces condensateurs est de l'ordre de quelques μF .

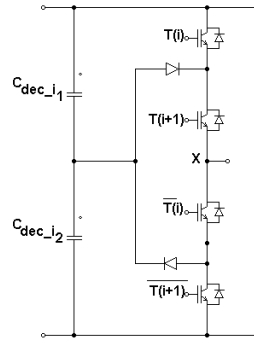


Fig.II.24 Condensateurs de découplage pour un bras NPC

La capacité équivalente de tous les condensateurs de découplage des bras NPC peuvent être utilisée comme la capacité équivalente du filtre LC, avec $C_{filtre}/2 = 3C_{dec}$.

La figure Fig.II.25 montre le filtrage du courant I_{NPC} et de la tension V_{FC} pour un cas particulier où la fréquence de coupure du filtre $F_{filtre} = 2 \text{ kHz}$; avec la fréquence de découpage des IGBT des bras NPC $F_{dec_NPC} = 30 \text{ kHz}$ et la fréquence de découpage des IGBT du bras FC $F_{dec_FC} = 20 \text{ kHz}$. Sachant que $C_{filtre} = 19.8 \mu F$ ($C_{dec} = 3.3 \mu F$, Cf. Chapitre III), la valeur de L_{filtre} est donc égale à $L_{filtre} = 320 \mu H$ (équations (II.67) et (II.68)).

$$F_{filtre} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{filtre} \mathcal{C}_{filtre}}} \quad (II.67)$$

$$L_{filtre} = \frac{1}{4\pi^2 F_{filtre}^2 \mathcal{C}_{filtre}} \quad (II.68)$$

Le spectre fréquentiel des courants et des tensions à l'entrée et à la sortie du filtre présenté sur la figure Fig.II.26 montre que la composante haute fréquence correspondante au double de la fréquence de découpage du bras FC ($40 \text{ kHz} = 2 \times 20 \text{ kHz}$) est filtrée de la tension de sortie de ce bras. De même, la composante haute fréquence correspondante à la fréquence de découpage des bras NPC (30 kHz) est filtrée du courant du point milieu de l'onduleur. D'un autre côté, sur la tension V_{NPC} apparaît l'harmonique correspondant à la fréquence de coupure du filtre (2 kHz).

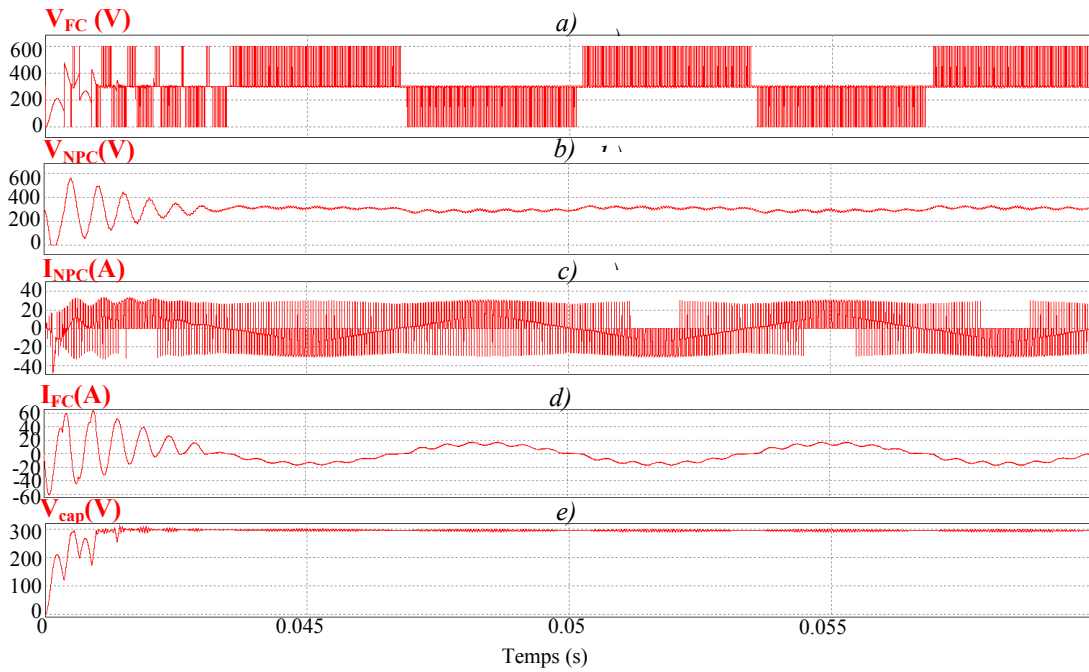


Fig.II.25 Effets de l'introduction du filtre LC, $E = 600V$, $F_{filtre} = 2\text{ kHz}$, $F_{dec_NPC} = 30\text{ kHz}$, $F_{dec_FC} = 20\text{ kHz}$: a) Tension de sortie du bras FC V_{FC} ; b) Tension d'entrée des bras NPC V_{NPC} ; c) Courant d'entrée du point milieu de l'onduleur NPC I_{NPC} ; d) Courant de sortie du bras FC I_{FC} , e) Tension aux bornes de la capacité flottante V_{cap}

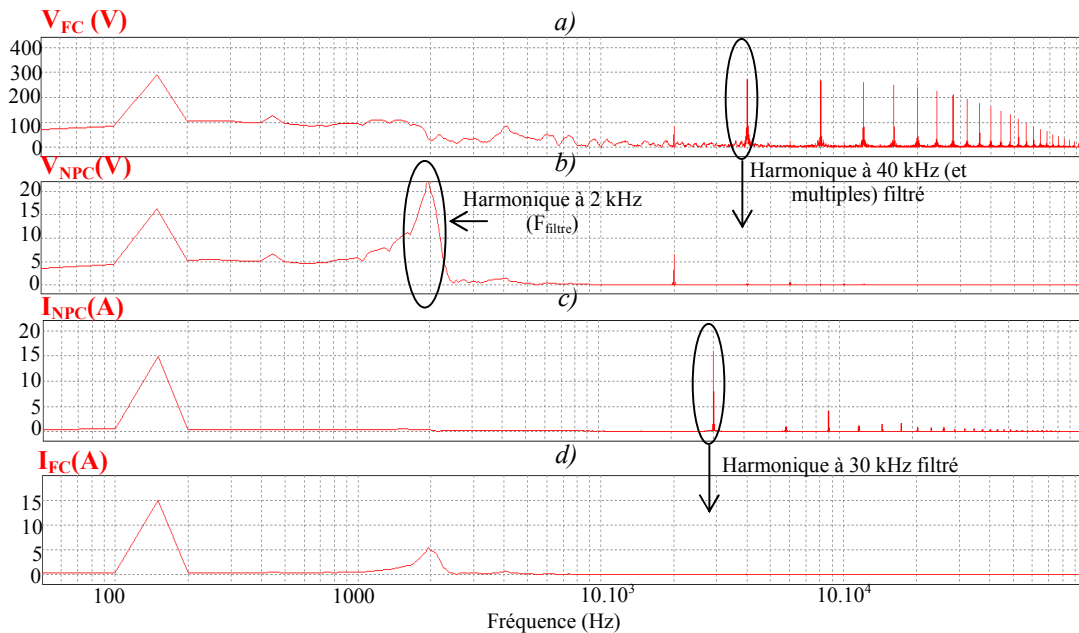


Fig.II.26 Spectre fréquentiel des variables d'états à l'entrée et à la sortie du filtre LC : a) Tension de sortie du bras FC V_{FC} b) Tension d'entrée des bras NPC V_{NPC} , c) Courant d'entrée du point milieu de l'onduleur NPC I_{NPC} ; d) Courant de sortie du bras FC I_{FC}

II.4.2.3 Dimensionnement du filtre

Le dimensionnement du filtre est effectué selon trois critères :

Chapitre II

- ✓ Les propriétés spectrales du filtre.
- ✓ Les ondulations admissibles sur la tension V_{NPC} et le courant I_{FC} .
- ✓ Le comportement du filtre suite à une déconnexion de la charge.

Afin de s'assurer de pouvoir filtrer simultanément d'une part les creux de tension au niveau de V_{FC} causés par les temps morts des IGBT du bras FC - et dont la fréquence est donc égale au double de la fréquence de ces IGBT F_{dec_FC} -, et d'autre part la composante haute fréquence au niveau de I_{NPC} qui est égale à la fréquence de découpage des IGBT du bras NPC F_{dec_NPC} , la fréquence de coupure minimale du filtre F_{filtre_min} doit être inférieure d'une décade par rapport au minimum de $\{F_{dec_NPC}, 2F_{dec_FC}\}$. Par ailleurs, la valeur maximale de F_{filtre} ne doit pas dépasser le minimum de $\{F_{dec_NPC}, 2F_{dec_FC}\}$.

$$F_{filtre_min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{filtre} C_{filtre}}} = \frac{Min\{F_{dec_NPC}, 2.F_{dec_FC}\}}{10} \quad (II.69)$$

$$F_{filtre_max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{filtre} C_{filtre}}} = Min\{F_{dec_NPC}, 2F_{dec_FC}\} \quad (II.70)$$

Ces deux équations permettent de déterminer le maximum et le minimum du produit $(L_{filtre}C_{filtre})$.

La figure Fig.II.26 donne un schéma simple du filtre LC équivalent avec les tensions et les courants d'entrée et de sortie de ce filtre.

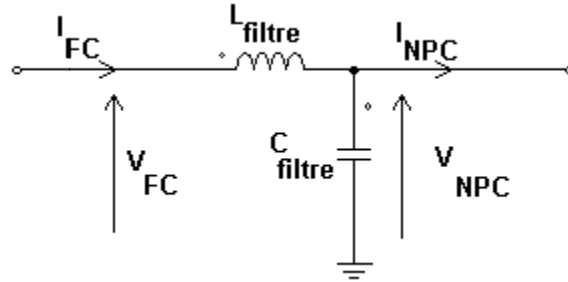


Fig.II.27 Structure du filtre LC utilisé avec les variables d'états d'entrée/sortie

Soit $(I_{NPC})_{HF}$ la composante haute fréquence à F_{dec_NPC} du courant I_{NPC} . La composante fréquentielle à cette même fréquence de la tension V_{NPC} , qui est la tension aux bornes du condensateur C_{filtre} est :

$$(V_{NPC})_{HF} = (I_{NPC})_{HF} \cdot Z_{C_{filtre}} \quad (II.71)$$

Où $Z_{C_{filtre}}$ est l'impédance de C_{filtre} .

$$Z_{C_{filtre}} = \frac{1}{2\pi F_{dec_NPC} C_{filtre}} \quad (II.72)$$

D'où :

$$(V_{NPC})_{HF} = \frac{(I_{NPC})_{HF}}{2\pi F_{dec_NPC} C_{filtre}} \quad (II.73)$$

Chapitre II

On en conclut l'expression de l'ondulation maximale admissible δV_{NPC} est:

$$\delta V_{NPC} = \frac{(I_{NPC})_{HF}}{2\pi F_{dec_NPC} C_{filtre_min}} \quad (II.74)$$

Avec C_{filtre_min} la valeur minimale de C_{filtre} correspondante à cette ondulation maximale. Nous obtenons alors l'expression de C_{filtre_min} :

$$C_{filtre_min} = \frac{(I_{NPC})_{HF}}{2\pi F_{dec_NPC} \delta V_{NPC}} \quad (II.75)$$

D'autre part, la tension aux bornes de L_{filtre} est :

$$V_{L_{filtre}} = L_{filtre} \frac{dI_{FC}}{dt} \quad (II.76)$$

Or l'ondulation maximale de I_{FC} correspond à une ondulation maximale de $V_{L_{filtre}}$ égale à $E/2$, et de durée égale au temps morts T_m . D'où l'expression de l'ondulation maximale δI_{FC} :

$$\delta I_{FC} = T_m \frac{E}{2L_{filtre_min}} \quad (II.77)$$

Avec L_{filtre_min} la valeur minimale de L_{filtre} correspondante à cette ondulation maximale.

Ainsi, l'expression de L_{filtre_min} est :

$$L_{filtre_min} = T_m \frac{E}{2\delta I_{FC}} \quad (II.78)$$

Le dimensionnement du filtre doit aussi tenir compte d'une troisième contrainte. Il s'agit du comportement de la tension V_{NPC} lors d'un délestage brusque des courants de charge. En fait, il faut assurer une protection sur V_{NPC} d'une éventuelle surtension causée par l'annulation brutale des courants de charge.

Prenons un exemple simplifié de circuit de la figure Fig.II.28 où une tension continue E alimente une charge R à travers le filtre LC :

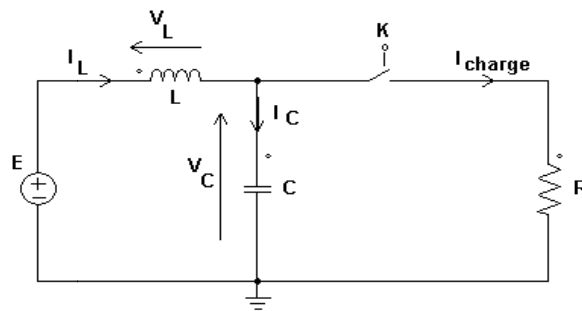


Fig.II.28 Montage de simulation du délestage du courant charge

En régime permanent :

$$V_C(t) = E \quad (II.79)$$

$$I_C(t) = 0 \quad (II.80)$$

$$V_L(t) = 0 \quad (II.81)$$

Chapitre II

$$I_L(t) = I_{charge} = \frac{E}{R} \quad (II.82)$$

Lorsqu'on ouvre l'interrupteur K :

$$E = V_L(t) + V_C(t) \quad (II.83)$$

$$I_C(t) = I_L(t) \quad (II.84)$$

Avec :

$$I_C(t) = C \frac{dV_C}{dt} = C \frac{d(E - V_L)}{dt} \quad (II.85)$$

$$I_C(t) = I_{C_max} \sin(\omega t + \varphi) \quad (II.86)$$

Avec :

$$I_{C_max} = \frac{E}{R} \quad (II.87)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (II.88)$$

D'autre part :

$$V_L(t) = L \frac{dI_C}{dt} = L \omega I_{C_max} \cos(\omega t) = L \frac{1}{\sqrt{LC}} I_{C_max} \cos(\omega t) \quad (II.89)$$

$$V_C(t) = E - V_L(t) = E - \sqrt{\frac{L}{C}} I_{C_max} \cos(\omega t) \quad (II.90)$$

On en conclut que l'ondulation maximale subie par le condensateur et l'inductance suite à un délestage de courant est proportionnelle au courant maximal de la charge et aux valeurs de l'inductance L et du condensateur C :

$$\delta V_{C_max} = \delta V_{L_max} = \sqrt{\frac{L}{C}} I_{C_max} \quad (II.91)$$

La simulation de ce montage présentée sur la figure Fig.II.29 affirme ce calcul, pour $E = 300V$, $R = 10\Omega$, $C = 4.7\mu F$ et $L = 18.8\mu H$; ce qui donne une ondulation $\delta V_{C_max} = 60V$.

Par analogie, l'ondulation maximale admissible sur la tension V_{NPC} suite à un délestage du courant de charge I_{charge} , permet de déterminer la valeur maximale de l'inductance $L_{filtr_e_max}$.

$$\delta V_{NPC} = \sqrt{\frac{L_{filtr_e_max}}{C_{filtr_e}}} I_{charge} \quad (II.92)$$

$$L_{filtr_e_max} = \frac{(\delta V_{NPC})^2}{(I_{charge})^2} C_{filtr_e} \quad (II.93)$$

Dans notre manipulation, les fréquences de découpage des quatre bras sont les mêmes et égales à $F_{dec_NPC} = F_{dec_FC} = 20kHz$. Les ondulations admissibles sur le courant et la tension sont fixées à : $\delta V_{NPC} = 6\%$ et $\delta I_{FCmax} = 5A$ et le temps mort est fixé à $T_m = 1\mu s$. Pour une

Chapitre II

tension du bus continu $E = 600V$, et pour un courant de charge $I_{charge} = 10A$, l'application numérique donne : $L_{filtre_min} = 60\mu H$ et $C_{filtre_min} = 4.42\mu F$.

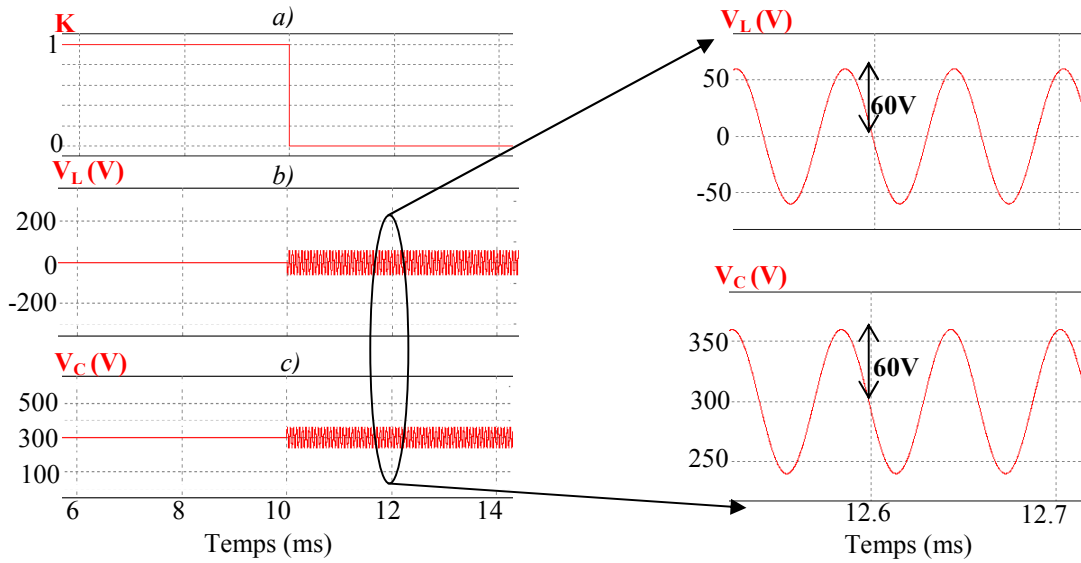


Fig.II.29 Délestage de courant charge, forme d'ondes de: a) L'interrupteur K , b) Tension aux bornes de la inductance V_L c) Tension aux bornes du condensateur V_C

Avec Les expressions (II.69), (II.70) et (II.93) nous obtenons une représentation graphique du dimensionnement idéal du filtre illustrée dans la figure Fig.II.30.

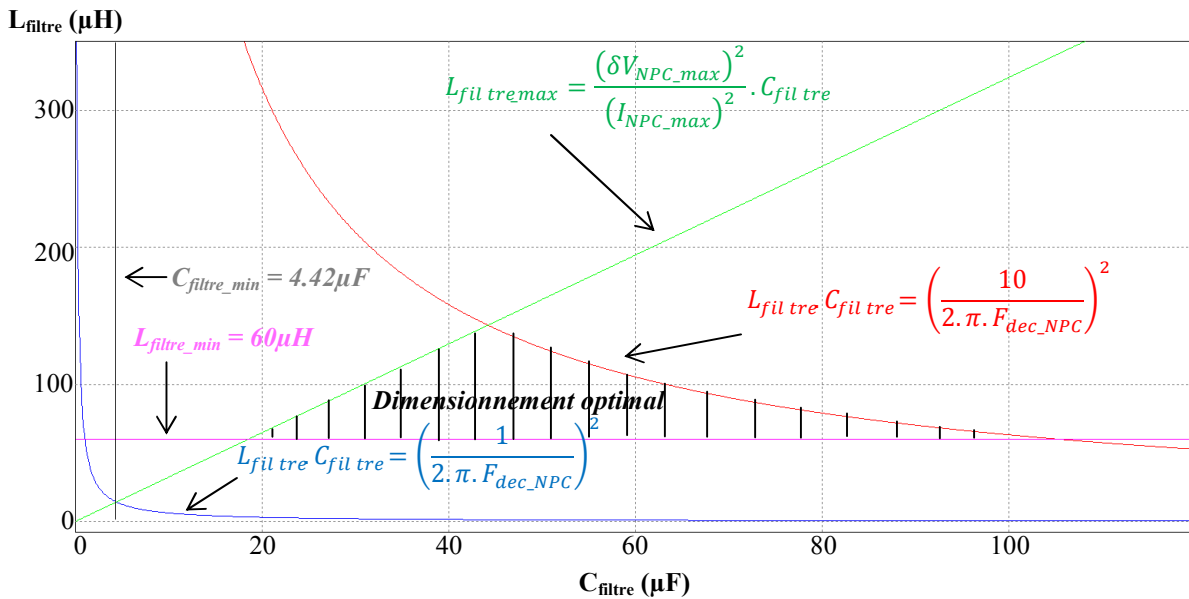


Fig.II.30 Dimensionnement du filtre LC

Rappelons que les capacités de découplage montées en parallèle avec les bras NPC forment une capacité équivalente dont la valeur est égale à $19,8\mu F$. Etant supérieure à C_{filtre_min} , cette capacité équivalente peut jouer le rôle de C_{filtre} . Pour cette valeur de C_{filtre} et pour une application $600V/10A$, L_{filtre} doit être inférieure à $64.15\mu H$ (équation (II.93)). Ces valeurs répondent aux conditions que nous nous sommes imposées puisque elles figurent dans la zone de dimensionnement optimal du filtre.

II.4.3. Modes de fonctionnement après défaut proposés

En plus de son rôle de générateur d'un potentiel point milieu actif, le bras FC contribue à la continuité de fonctionnement de la chaîne de puissance. Comme nous allons le présenter, cette structure 4-bras permet, soit d'assurer un fonctionnement après défaut avec une réduction de la puissance fournie à la charge d'une manière analogue à celle proposée pour la structure classique à trois bras (mode $I-3-3$) ; soit de fonctionner sous la même puissance qu'en mode sain en présence d'un défaut touchant un ou plusieurs IGBT d'un même bras NPC (mode $3-2-2$).

II.4.3.1 Mode ($I-3-3$)

Durant ce mode de fonctionnement, et après l'isolation du bras défaillant, le bras FC garde son rôle d'assurer la génération du potentiel point milieu actif, alors que les deux bras actifs restant sur le NPC sont commandés de la même manière que pour le mode dégradé de la structure à trois bras. En effet, l'espace vectoriel de l'onduleur étant le même, toutes les parties de l'algorithme de la SVM décrites dans la partie II.3.3.3 de ce chapitre restent valables pour cette structure.

II.4.3.2 Mode ($3-2-2$)

Le bras touché par le défaut est isolé. Contrairement au mode dégradé précédent, le rôle du bras FC ici est de remplacer le bras NPC défaillant. Il agit donc d'un bras de secours. Or, remplacer le bras NPC défaillant signifie que ce bras FC sera modulé en trois niveaux ($-E$; 0 ; E), et par conséquent, il y aura perte du potentiel point milieu. C'est pourquoi les deux bras actifs sur le NPC continueront à fonctionner en ne générant que deux niveaux de tension ($-E$ et E).

II.4.3.2.1 Modélisation de l'onduleur reconfiguré en mode ($3-2-2$)

La figure Fig.II.31 donne la structure hybride de l'onduleur 4-bras reconfiguré en mode ($3-2-2$).

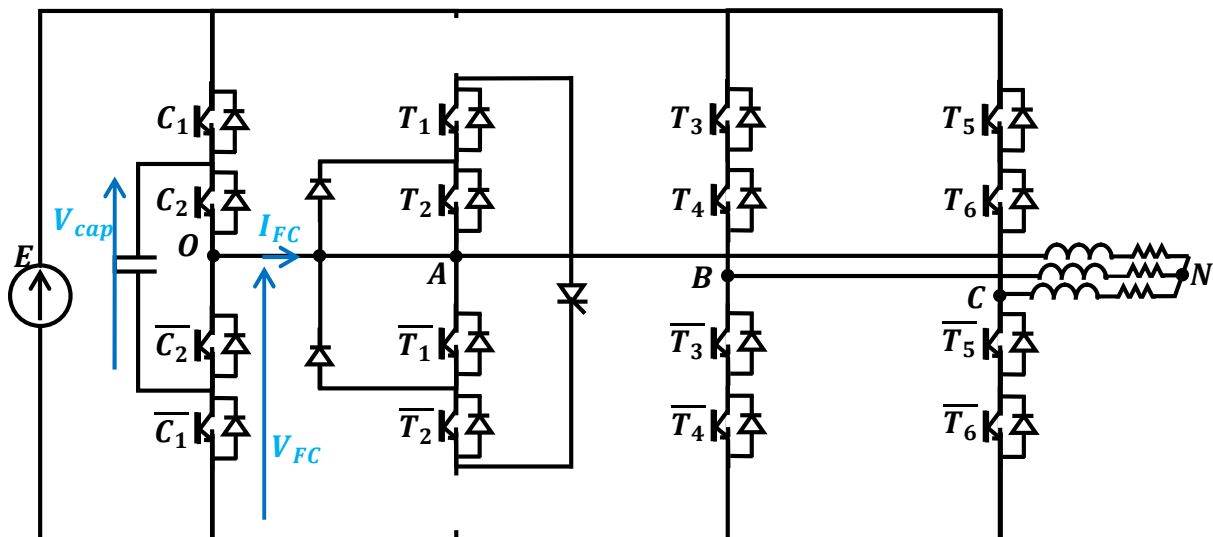


Fig.II.31 Onduleur hybride 4-bras après reconfiguration en mode ($3-2-2$)

Chapitre II

L'absence de diodes de clamp entre les IGBT nécessite des précautions pour préserver l'équilibrage des tensions aux bornes. Des résistances placées en parallèle permettent de faciliter l'équilibrage statique. Des circuits snubbers RC série, également placés en parallèle peuvent contribuer à l'équilibrage des tensions sur les phases de commutation. De plus, des drivers parfaitement appariés en temps de propagation et en temps de commutation sont indispensables. Des circuits de contrôle actif de l'équilibrage des tensions ont été aussi proposés par [94].

Le tableau Tab.II.10 donne les valeurs de la tension de sortie de chaque bras en fonction des signaux de commande.

C_{C1}	C_{C2}	V_{FC}	C_{T3}	C_{T4}	V_{BO}	C_{T5}	C_{T6}	V_{CO}
0	0	$-(E/2)$	0	0	$-(E/2)$	0	0	$-(E/2)$
0	1	0	1	1	$E/2$	1	1	$E/2$
1	1	$E/2$						
1	0	0						
a)			b)			c)		

Tab.II.10 Valeurs des tensions de sortie de chaque bras en fonction des signaux de commande
a) Bras FC , b) Bras $NPC B$, 3) Bras $NPC C$

Posons :

$$S_1 = C_{T1} + C_{T2} \quad (II.94)$$

$$S_2 = C_{T3} + C_{T4} \quad (II.95)$$

$$S_3 = C_{T5} + C_{T6} \quad (II.96)$$

L'expression du vecteur spatial tournant \vec{V}_s délivré par l'onduleur reconfiguré est :

$$\vec{V}_s = \left[S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3) + j \frac{\sqrt{3}}{2}(S_2 - S_3) \right] \quad (II.97)$$

L'onduleur hybride 4-bras reconfiguré en mode (3-2-2) génère donc douze vecteurs tension que nous pouvons repartir en quatre groupes :

✓ Les vecteurs de la forme $\vec{V}_s = \frac{2}{3}E e^{j \cdot (k-1) \cdot \frac{\pi}{3}} : \vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6 \text{ et } \vec{V}_8$.

✓ Les vecteurs de la forme $\vec{V}_s = \frac{E}{3} e^{j \cdot (k-1) \cdot \frac{\pi}{3}} : \vec{V}_9 \text{ et } \vec{V}_{10}$.

✓ Les vecteurs de la forme $\vec{V}_s = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{j \cdot (k-1) \cdot \frac{\pi}{3} + j \frac{\pi}{6}} : \vec{V}_3 \text{ et } \vec{V}_7$.

✓ Les vecteurs nuls $\vec{V}_s = 0 : \vec{V}_0 \text{ et } \vec{V}_{11}$.

Comme le montre la figure Fig.II.32, l'espace vectoriel de l'onduleur en mode dégradé (3-2-2) permet de garder la même profondeur de modulation qu'en mode normal pour une commande SVM .

II.4.3.2.1 Commande SVM de l'onduleur reconfiguré en mode (3-2-2)

a) Sectorisation du plan (α, β) :

La sectorisation la plus optimale, c'est-à-dire qui permet de profiter de tous les degrés de liberté offerts par l'onduleur, est celle présentée dans la figure Fig.II.33. On obtient ainsi douze triangles symétriques.

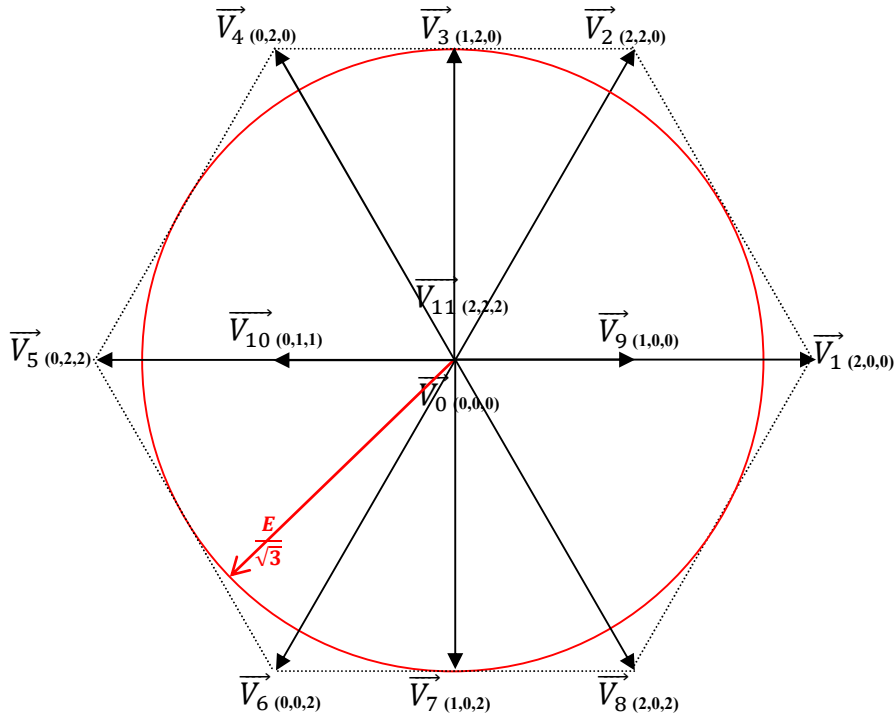


Fig.II.32 Espace vectoriel de l'onduleur hybride 4-bras 3-niveaux triphasé reconfiguré en (3-2-2)

b) Localisation du vecteur spatial \vec{V}_s :

La localisation du vecteur \vec{V}_s se fait en trois étapes : la détection du quadrant (signes de V_α et V_β), puis la détection du secteur (comparaison de V_β avec les équations des droites (A) et (B)) (Cf. Fig.II.13). Enfin, le triangle où se trouve \vec{V}_s est déterminé en comparant V_α avec : i) $E/2$ pour les secteurs 1 et 6, ii) 0 pour les secteurs 2 et 5, iii) $-E/2$ pour les secteurs 3 et 4.

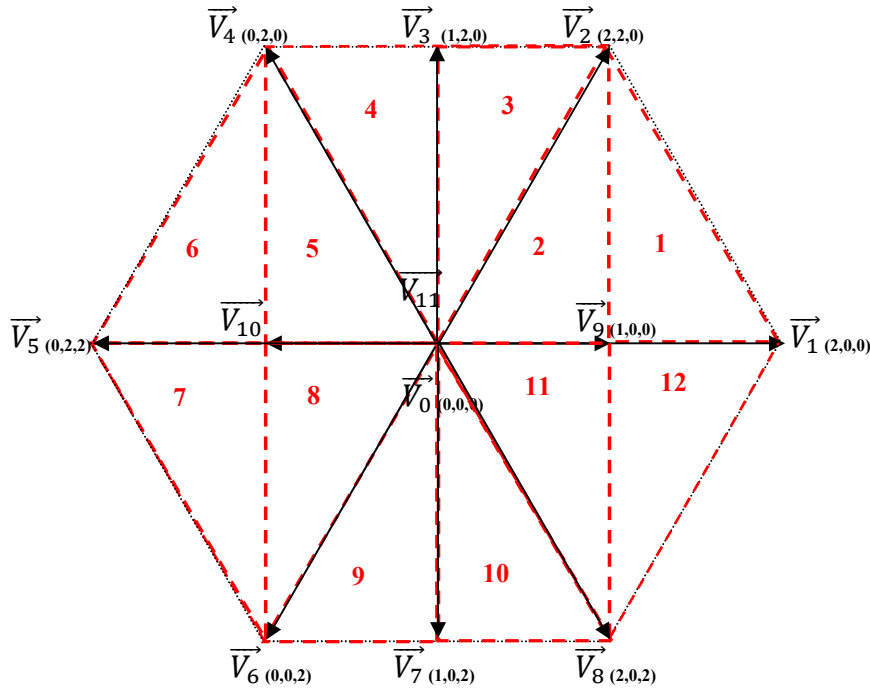


Fig.II.33 Sectorisation de plan (α, β) de l'onduleur hybride 4-bras reconfiguré en mode (3-2-2)

Chapitre II

c) Calcul des rapports cycliques :

L'algorithme de calcul des rapports cycliques est le même élaboré pour la SVM en mode de fonctionnement normal (Cf. II.3.3.2.4) : Tout d'abord, les triangles sont divisés en familles en fonction des expressions génériques des vecteurs de tension qui les forment. Puis, pour chaque famille, dans l'équation (II.25), le vecteur spatial \vec{V}_s est remplacé par son expression de l'équation (II.32) et les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c sont remplacés par leurs expressions génériques. La forme matricielle ainsi obtenue permet de déduire un système de trois équations dont les inconnus sont les trois rapports cycliques.

Le calcul qui mène à la détermination des expressions des rapports cycliques n'est détaillé que pour la famille I. Pour les autres familles de triangles, nous nous contentons de donner les expressions des vecteurs tensions et les expressions des rapports cycliques. Le calcul détaillé est décrit dans l'Annexe A.

i) Famille I :

Elle regroupe les triangles : 1 et 7. Chaque triangle est formé par trois vecteurs actifs dont les expressions sont:

$$\vec{V}_a = \frac{E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.98})$$

$$\vec{V}_b = \frac{2E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.99})$$

$$\vec{V}_c = \frac{2E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.100})$$

Le tableau Tab.II.11 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille I.

	Triangle 1	Triangle 7
\vec{V}_a	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}
\vec{V}_b	\vec{V}_1	\vec{V}_5
\vec{V}_c	\vec{V}_2	\vec{V}_6

Tab.II.11 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{t=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille I

Dans l'équation (II.25), nous remplaçons \vec{V}_s par son expression dans l'équation (II.32) et \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c par leurs expressions dans les équations (II.98), (II.99) et (II.100) :

$$T_{ech} \times V_{SM} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \left[\frac{E}{3} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} T_a + \frac{2E}{3} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} T_b + \frac{2E}{3} \begin{pmatrix} \cos(k)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} T_c \right] \quad (\text{II.101})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3V_{SM}T_{MLI}} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin(k)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_a + 2T_b \\ T_c \end{pmatrix} \quad (\text{II.102})$$

Chapitre II

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos (k-1)\frac{\pi}{3} & \cos (k)\frac{\pi}{3} \\ \sin (k-1)\frac{\pi}{3} & \sin (k)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_a + 2\alpha_b \\ \alpha_c \end{pmatrix} \quad (\text{II.103})$$

$$\begin{pmatrix} \alpha_a + 2\alpha_b \\ \alpha_c \end{pmatrix} = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \begin{pmatrix} \sin (k)\frac{\pi}{3} & -\cos (k)\frac{\pi}{3} \\ -\sin (k-1)\frac{\pi}{3} & \cos (k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} \quad (\text{II.104})$$

Donc :

$$\alpha_a + 2\alpha_b = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin (k\frac{\pi}{3} - \theta_s) \quad (\text{II.105})$$

$$\alpha_c = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin (\theta_s - (k-1)\frac{\pi}{3}) \quad (\text{II.106})$$

Posons :

$$\theta_i = \theta_s - (k-1)\frac{\pi}{3} \quad (\text{II.107})$$

Ce qui veut dire :

$$\theta_i = \theta_s \text{ modulo } (\frac{\pi}{3}) \quad (\text{II.108})$$

Nous obtenons :

$$\alpha_a + 2\alpha_b = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin (\frac{\pi}{3} - \theta_i) \quad (\text{II.109})$$

$$\alpha_c = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin (\theta_i) \quad (\text{II.110})$$

$$1 = \alpha_a + \alpha_b + \alpha_c \quad (\text{II.111})$$

La résolution de ce système conduit à la détermination des trois inconnues :

$$\alpha_a = 2 - \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin (\frac{\pi}{3} + \theta_i) \quad (\text{II.112})$$

$$\alpha_b = \frac{\sqrt{3}.V_{SM}}{E} \sin (\theta_i) \quad (\text{II.113})$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (\text{II.114})$$

ii) Famille II :

Elle regroupe les triangles : 2 et 8. Chaque triangle est formé par deux vecteurs nuls et deux vecteurs actifs dont les expressions sont :

$$\vec{V}_a = \frac{E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.115})$$

Chapitre II

$$\vec{V}_b = \frac{2E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.116})$$

Le tableau Tab.II.12 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille II.

	Triangle 2	Triangle 8
\vec{V}_a	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}
\vec{V}_b	\vec{V}_2	\vec{V}_6
\vec{V}_c	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}

Tab.II.12 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{t=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille II

Les expressions des rapports cycliques de la famille II sont :

$$\alpha_a = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (\text{II.117})$$

$$\alpha_b = \frac{\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \quad (\text{II.118})$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (\text{II.119})$$

iii) Famille III :

Elle regroupe les triangles : 3 et 9. Chaque triangle est formé par deux vecteurs nuls et deux vecteurs actifs dont les expressions sont:

$$\vec{V}_a = \frac{2E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.120})$$

$$\vec{V}_b = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{j(k-0.5)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.121})$$

Le tableau Tab.II.13 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille III.

	Triangle 3	Triangle 9
\vec{V}_a	\vec{V}_2	\vec{V}_6
\vec{V}_b	\vec{V}_3	\vec{V}_7
\vec{V}_c	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}

Tab.II.13 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{t=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille III

Les expressions des rapports cycliques de la famille III sont :

$$\alpha_a = \frac{3V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta_j\right) \quad (\text{II.122})$$

$$\alpha_b = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin(\theta_j) \quad (\text{II.123})$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (\text{II.124})$$

Chapitre II

$$\text{Avec } \theta_j = \theta_s \text{ modulo } \left(\frac{\pi}{6}\right) \quad (\text{II.125})$$

iv) Famille IV :

La famille IV regroupe les triangles : 4 et 10. Chaque triangle est formé par deux vecteurs nuls et deux vecteurs actifs dont les expressions sont:

$$\vec{V}_a = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{j(k-0.5)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.126})$$

$$\vec{V}_b = \frac{2E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.127})$$

Le tableau Tab.II.14 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille IV.

	Triangle 4	Triangle 10
\vec{V}_a	\vec{V}_3	\vec{V}_7
\vec{V}_b	\vec{V}_4	\vec{V}_8
\vec{V}_c	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}

Tab.II.14 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{t=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille IV

Les expressions des rapports cycliques de la famille IV sont :

$$\alpha_a = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta_j\right) \quad (\text{II.128})$$

$$\alpha_b = \frac{3V_{SM}}{E} \sin(\theta_j) \quad (\text{II.129})$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (\text{II.130})$$

v) Famille V :

La famille V regroupe les triangles : 5 et 11. Chaque triangle est formé par deux vecteurs nuls et deux vecteurs actifs dont les expressions sont:

$$\vec{V}_a = \frac{2E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.131})$$

$$\vec{V}_b = \frac{E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.132})$$

Le tableau Tab.II.15 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille V.

	Triangle 5	Triangle 11
\vec{V}_a	\vec{V}_4	\vec{V}_8
\vec{V}_b	\vec{V}_{10}	\vec{V}_9
\vec{V}_c	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}

Tab.II.15 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{t=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille V

Chapitre II

Les expressions des rapports cycliques de la famille V sont :

$$\alpha_a = \frac{\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (\text{II.133})$$

$$\alpha_b = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \quad (\text{II.134})$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (\text{II.135})$$

vi) Famille VI :

La famille VI regroupe les triangles : 6 et 12. Chaque triangle est formé par trois vecteurs actifs dont les expressions sont:

$$\vec{V}_a = \frac{2E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.136})$$

$$\vec{V}_b = \frac{E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.137})$$

$$\vec{V}_c = \frac{2E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{II.138})$$

Le tableau Tab.II.16 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille VI.

	Triangle06	Triangle 12
\vec{V}_a	\vec{V}_4	\vec{V}_8
\vec{V}_b	\vec{V}_{10}	\vec{V}_9
\vec{V}_c	\vec{V}_5	\vec{V}_1

Tab.II.16 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{t=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille VI

Les expressions des rapports cycliques de la famille VI sont :

$$\alpha_a = \frac{\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (\text{II.139})$$

$$\alpha_b = 2 - \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta_i\right) \quad (\text{II.140})$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (\text{II.141})$$

II.5 Résultats de simulation des modes de fonctionnement dégradés des deux convertisseurs tolérants aux défauts proposés

Afin de tester, d'une part l'efficacité de la reconfiguration matérielle proposée (isolation du défaut et reconnexion secours), et d'autre part la commande SVM développée dédiée à

Chapitre II

l'onduleur reconfiguré, nous avons simulé la chaîne « *source continu – onduleur – charge* » avec le logiciel *Psim*.

II.5.1. Reconfiguration matérielle

Nous nous focalisons dans un premier temps sur la reconfiguration matérielle. Ce volet comporte l'isolation de bras défaillant par la rupture des fusibles et la connexion post-défaut de la phase soit avec le point milieu capacitif pour la structure trois bras, soit avec la sortie du bras *FC* pour la structure hybride. La rupture des fusibles est assurée par la mise en court-circuit du bus continu à travers une inductance snubber. Le processus de la reconfiguration se fait en trois étapes:

- ✓ *Etape 1* : Court circuit du bus continu par l'inductance snubber engendrant un fort courant responsable de la rupture des fusibles (Fig.II.34.a).
- ✓ *Etape 2* : Décharge des condensateurs de découplage dans l'inductance après la rupture des fusibles (Fig.II.34.b).
- ✓ *Etape 3* : Roue libre du courant établi à travers les diodes en parallèle avec les IGBT (Fig.II.34.c).

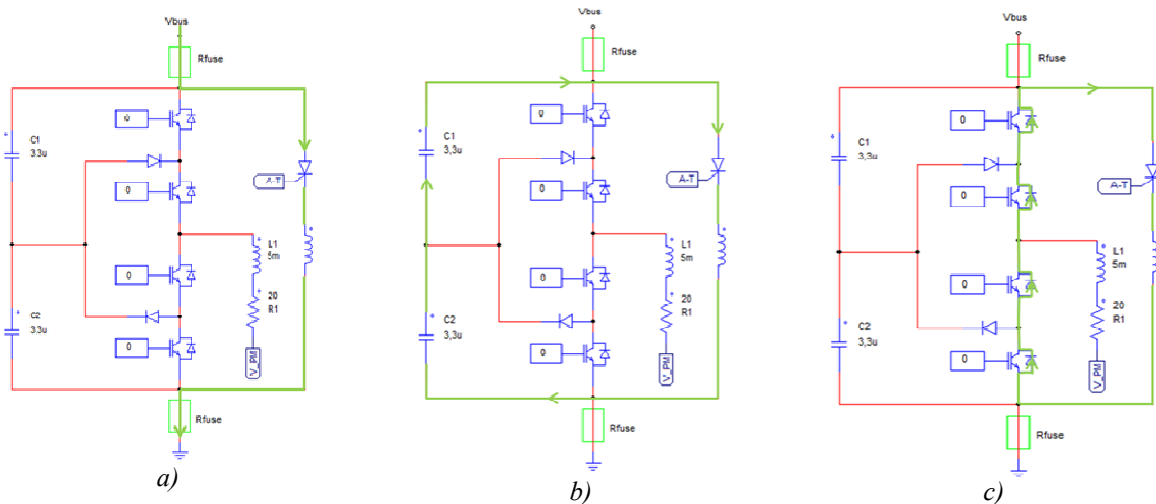


Fig.II.34 Les trois phases de la reconfiguration suite à un défaut : a) Phase de rupture des fusibles, b) Phase de décharge des condensateurs de découplage, c) Phase de roue libre.

Le montage de la figure Fig.II.34 est simulé avec un modèle simplifié des fusibles illustré dans la figure Fig.II.35 :

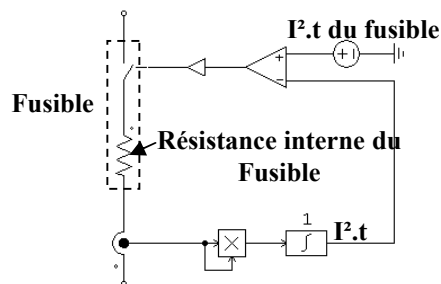


Fig.II.35 Montage du modèle simplifié d'un fusible sur *Psim*

Chapitre II

Comme le montre la figure Fig.II.36.a, le courant de l'inductance est décomposé en trois courants qui représentent les trois phases décrites précédemment. La charge de l'inductance s'effectue dans la première phase avec un appel de courant important ($I_{Peak} = 1860A$). Ensuite, les condensateurs se déchargent rapidement au vu du courant dans l'inductance (Fig.II.36.c). Enfin, démarre une phase de roue libre à travers les diodes de corps des IGBT (Fig.II.36.d).

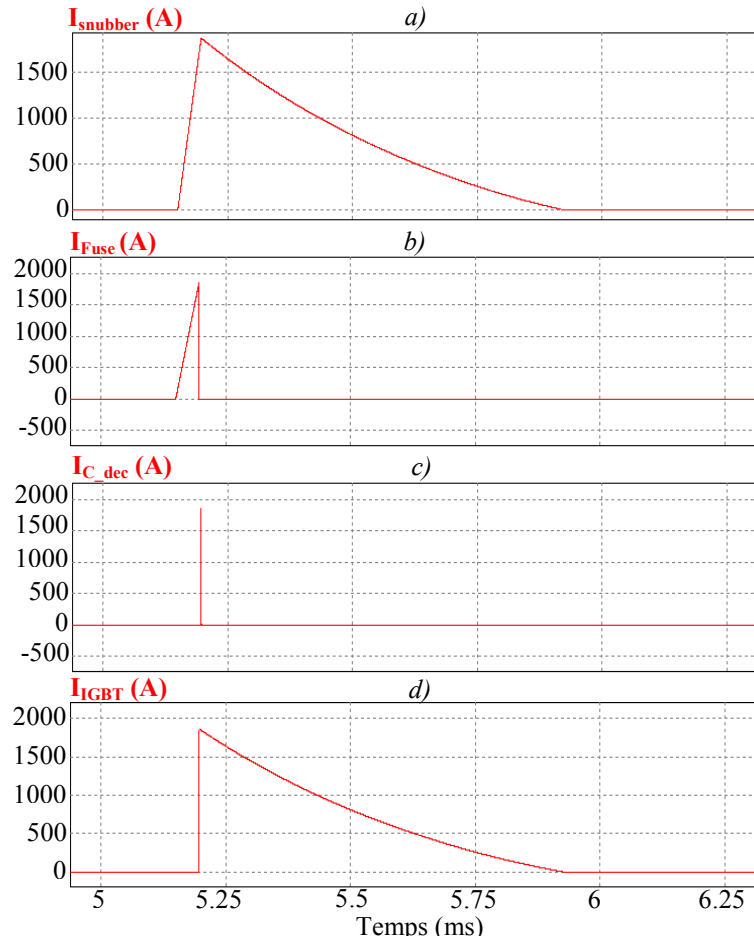


Fig.II.36 Reconfiguration du bras défaillant : Isolation et reconnexion post-défaut : a) Courant dans l'inductance snubber $I_{snubber}$, b) Courant dans le fusible I_{fuse} , c) Courant dans le condensateur de découpage $I_{C_{dec}}$, d) Courant dans l'un des IGBT du bras I_{IGBT}

La décharge des capacités de découplage est très rapide. Un zoom sur la tension aux bornes du condensateur de découplage C_{dec} « high-side » (Fig.II.37) montre que cette décharge se réalise sur deux étapes. Dans un premier temps, les condensateurs de découplage sont chargés à $E/2$. Au moment de la rupture des fusibles, les condensateurs et l'inductance snubber forment alors un circuit RL résonnant dont les conditions initiales sont:

$$V_{C_{dec}} = \frac{E}{2} \quad (II.142)$$

$$I_{C_{dec}} = I_{snubber} = I_{peak} \quad (II.143)$$

$$C_{eq} = 1.56\mu F \quad (II.144)$$

$$L_{snubber} = 5\mu H \quad (II.145)$$

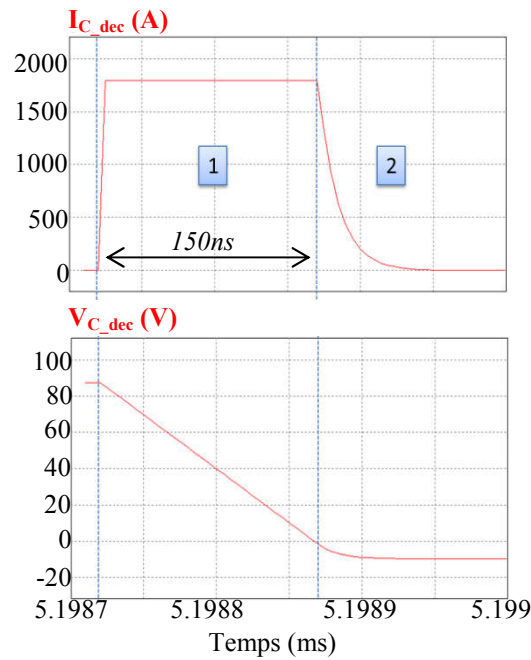


Fig.II.37 Décharge des condensateurs de découplage après rupture des fusibles : a) Courant dans le condensateur de découplage I_{C_dec} , b) Tension aux bornes du condensateur de découplage V_{C_dec}

Les conditions initiales du circuit imposent à l'oscillation de commencer en un point de fonctionnement qui correspond à un presque maximum de courant, dans une phase de décroissance de la tension. La tension continue sa décroissance alors que le courant tend vers la valeur maximale comme le montre le zoom sur le courant I_{C_dec} sur la figure Fig.II.38.

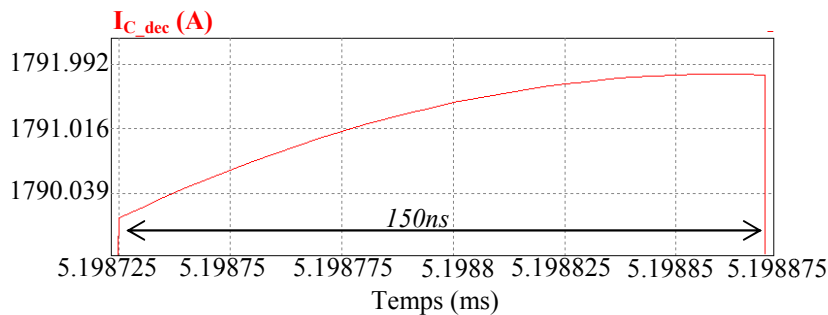


Fig.II.38 Zoom sur le courant des condensateurs de découplage I_{C_dec} lors de la première phase de décharge de ces condensateurs après rupture des fusibles

Le temps de cette première phase est très court (150ns) comparé à la période de l'oscillation ($17.5\mu\text{s}$), d'où l'assimilation de la décroissance de la tension à une fonction linéaire et le plateau de courant à une constante.

La décroissance de V_{C_dec} amène cette tension à la valeur de la somme des tensions seuil des quatre semi-conducteurs du bras bloqué. Les diodes de clamp et les diodes des modules IGBT sont alors rendus passants, ajoutant une maille résistive moins impédante en parallèle avec le circuit RL . La deuxième phase consiste en une simple décharge RC des capacités de découplage à travers les résistances internes des semi-conducteurs du bras bloqué.

II.5.2. Simulation du fonctionnement des deux topologies 3-niveaux tolérantes aux défauts étudiées

II.5.2.1 Simulation de l'onduleur NPC 3-bras tolérant aux défauts

La simulation de la commande tolérante aux défauts proposée pour la topologie 3-bras est réalisée avec une tension d'entrée $E = 600V$ et une fréquence de découpage $F_{dec_NPC} = 20kHz$. Le montage est simulé en boucle ouverte puis en boucle fermée. Le scénario de la simulation consiste à isoler le premier bras correspondant à la phase A supposé défaillant.

II.5.2.1.1 Commande en boucle ouverte

Dans cette partie, l'onduleur alimente une charge RL avec une consommation nominale de courant de l'ordre de $10A$. La figure Fig.II.39 donne le diagramme de la commande simulée. Il est à noter qu'en mode de fonctionnement normal, la limite de l'amplitude de la tension de référence est égale à $V_{ref_lim} = E/\sqrt{3}$, alors qu'en mode de fonctionnement dégradé, et comme expliqué dans le paragraphe II.3.3.3, cette limite est égale à $V_{ref_lim} = E/2\sqrt{3}$.

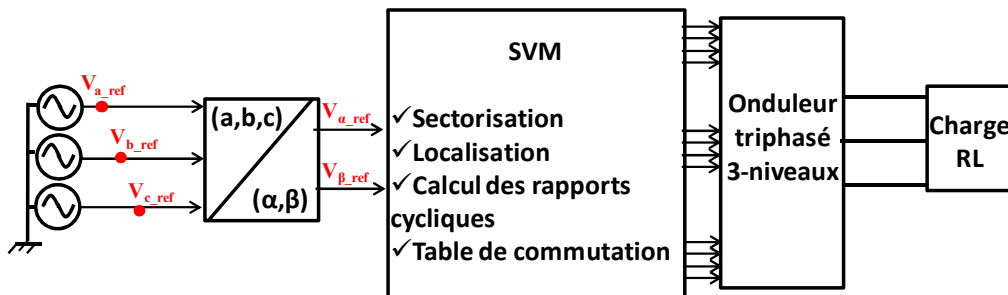


Fig.II.39 Commande de l'onduleur NPC 3-bras tolérant aux défauts en boucle ouverte

Les figures Fig.II.40 et Fig.II.41 donnent les résultats de simulation au niveau des grandeurs électriques à la sortie de l'onduleur. Grâce à la reconfiguration proposée, les courants de phases sont équilibrés en mode dégradé, avec une réduction de 50% au niveau de leurs amplitudes. Cette réduction est le résultat de la limitation de la profondeur de modulation maximale à $E/2\sqrt{3}$ imposée par l'espace vectoriel de l'onduleur après l'isolation du bras défaillant. Les tensions simples (Fig.II.41.a) et les tensions entre phases (Fig.II.41.b) prouvent l'efficacité de la reconfiguration et de la commande développées dans les deux modes de fonctionnement. La perte du premier bras engendre des tensions entre phases à 3-niveaux, contrairement aux tensions simples qui sont sur deux niveaux pour les deux bras sains dans les deux modes de fonctionnement.

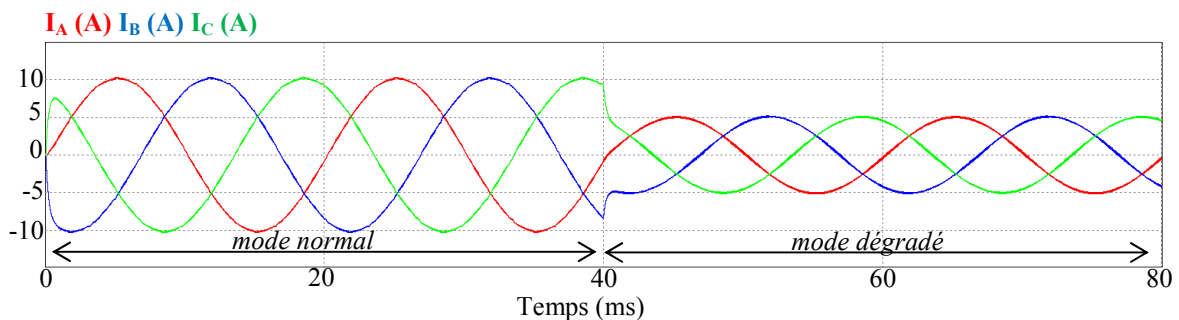


Fig.II.40 Commande de l'onduleur NPC 3-bras tolérant aux défauts en boucle ouverte : Courants de phases I_A , I_B et I_C

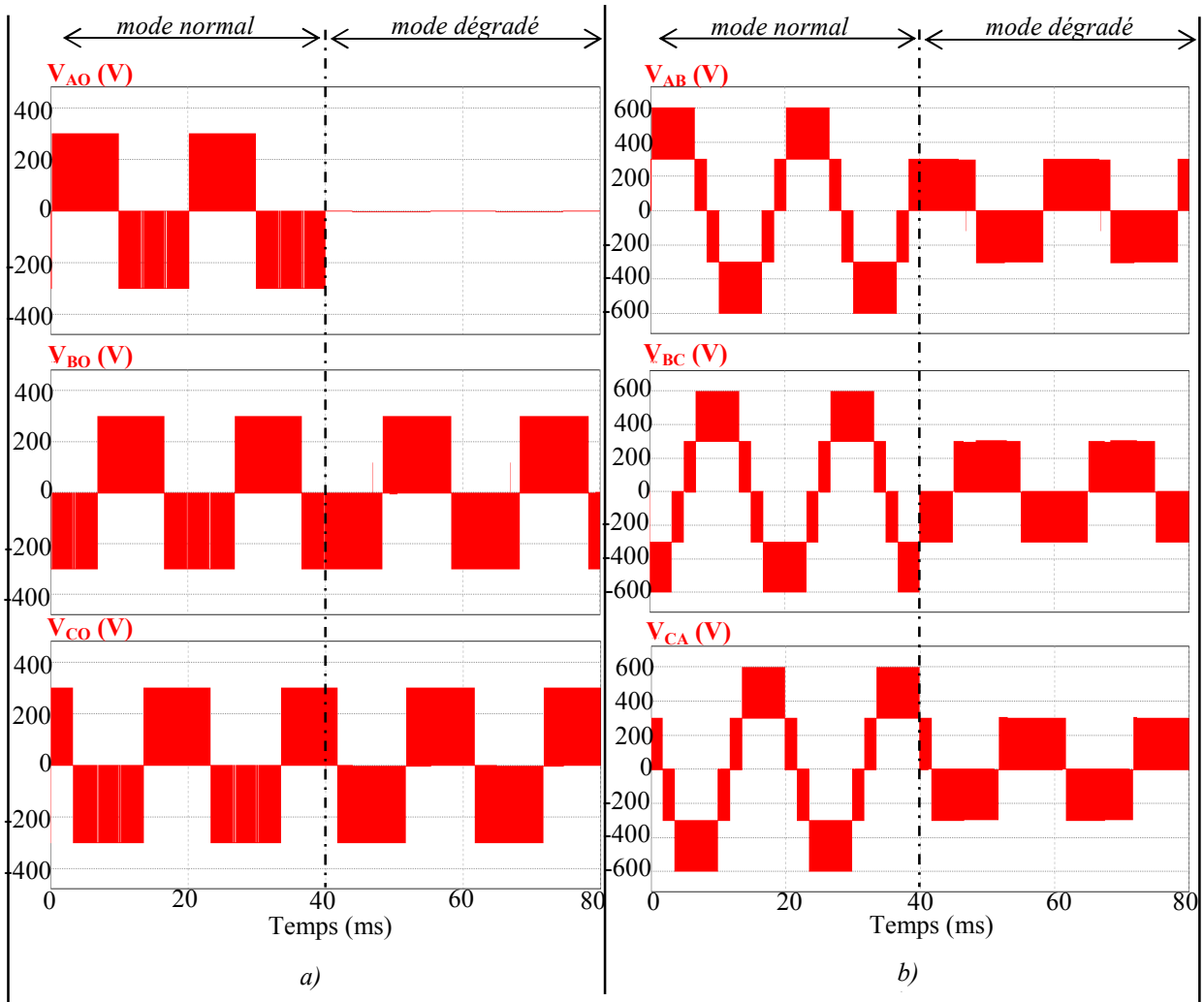


Fig.II.41 Commande de l'onduleur NPC 3-bras tolérant aux défauts en boucle ouverte : a) Tensions simples V_{AO} , V_{BO} et V_{CO} , b) Tensions entre phases V_{AC} , V_{BC} et V_{CA}

Les tensions de sortie de l'onduleur restent équilibrées en mode dégradé grâce notamment à la préservation du potentiel point milieu capacitif V_O même après la perte d'un bras. En effet, comme le montre la figure Fig.II.42, et après le transitoire de la phase de reconfiguration où il chute de 6.6%, ce potentiel reste constant avec un dépassement admissible de l'ordre de 1.6%.

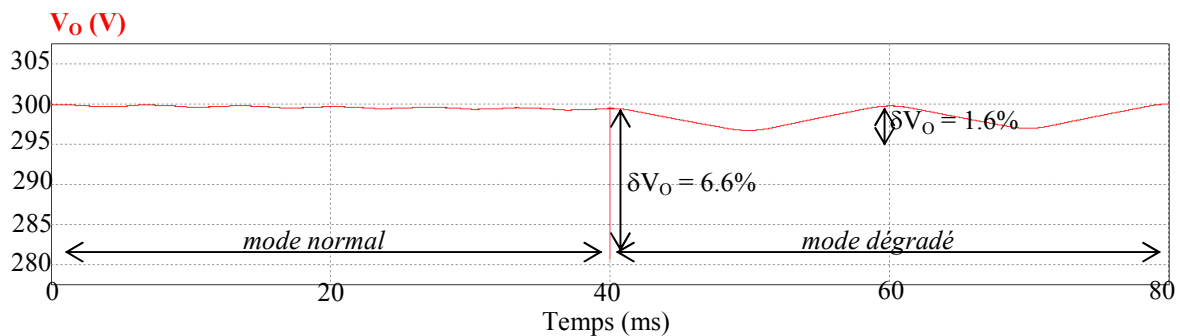


Fig.II.42 Commande de l'onduleur NPC 3-bras tolérant aux défauts en boucle ouverte : Potentiel point milieu capacitif V_O

Chapitre II

Dans le but de montrer l'importance, voir la nécessité de la reconfiguration proposée, une simulation de l'onduleur présentant un défaut sur l'IGBT T_1 est réalisée sans aucune reconfiguration ni matérielle ni au niveau de la commande. La figure Fig.II.43 montre que pour un défaut de court circuit de T_1 , les trois courants de phases ainsi que les trois fondamentaux des tensions entre phases sont complètement déformés.

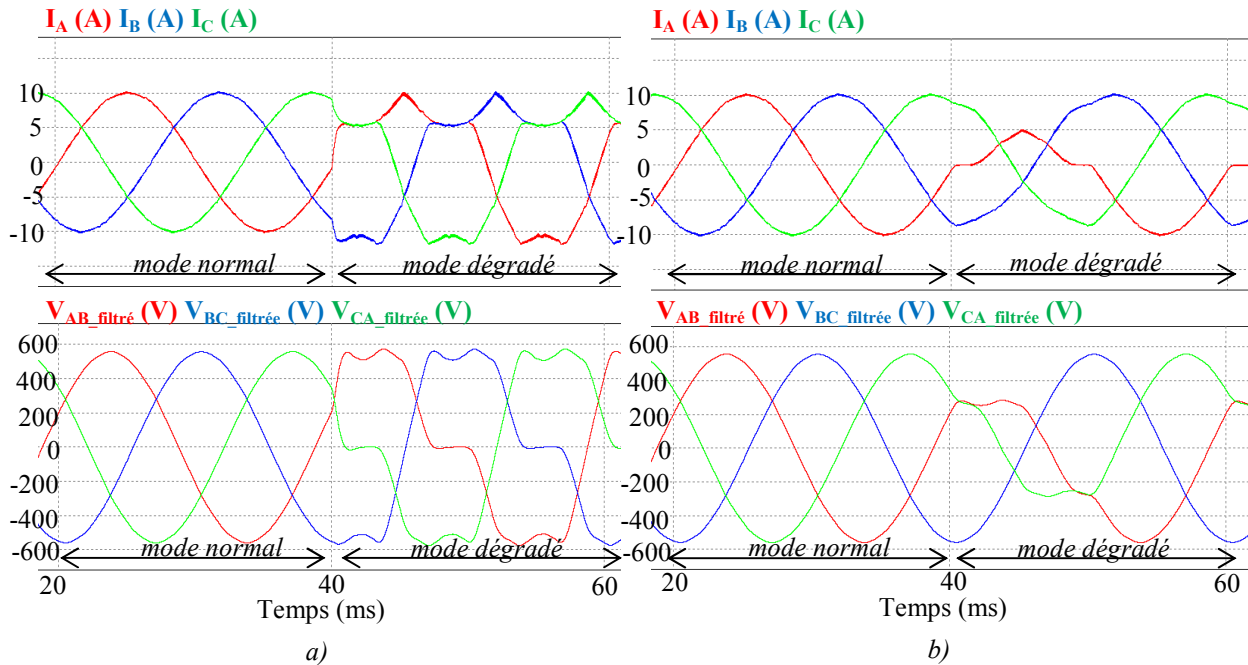


Fig.II.43 Courants et tensions de sortie de l'onduleur présentant un défaut au niveau de l'IGBT T_1 sans reconfiguration : a) Défaut de court circuit, b) Défaut de circuit ouvert

Un tel fonctionnement est dangereux pour la charge. Dans le cas d'un défaut de circuit ouvert, la tension entre les deux phases saines reste intacte alors que les courants de ces deux phases subissent une légère déformation, avec perte du courant et des deux tensions entre phases du bras défaillant. Il est également risqué d'opérer dans de telles conditions et un arrêt de la chaîne est indispensable. En conclusion, il est impératif d'intervenir au niveau matériel et au niveau commande pour parvenir à assurer la continuité de service de la chaîne suite à un défaut de l'IGBT, d'autant plus qu'il y a un risque que le défaut se propage sur les autres IGBT du bras.

II.5.2.1.2 Commande en boucle fermée

Le même système est simulé en boucle fermée avec une régulation du courant charge. Le diagramme de la figure Fig.II.44 illustre l'algorithme de la stratégie adoptée. Un régulateur type PI est utilisé dans cette commande.

Comme pour le cas de la commande en boucle ouverte, la limitation au niveau des tensions V_d et V_q diffèrent selon le mode de fonctionnement. En effet, en mode normal, la valeur maximale de V_d et V_q est $V_{d,q_max} = E/\sqrt{3}$; alors qu'en mode défaillant (1-3-3), cette valeur est diminuée de moitié.

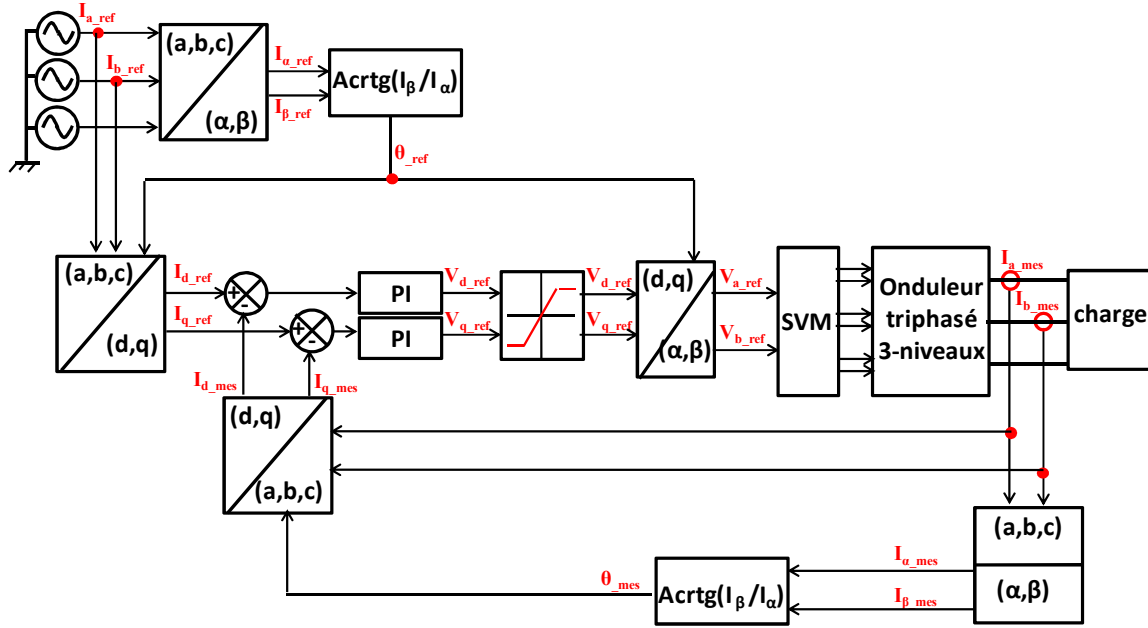


Fig.II.44 Boucle fermée avec contrôle courant charge

L'identification des paramètres du correcteur *PI* peut se faire en utilisant la méthode de « compensation des pôles » de la fonction de transfert en boucle fermée du système « Régulation + Onduleur + Charge ». Le schéma bloc de cette boucle est présenté dans la figure Fig.II.45.

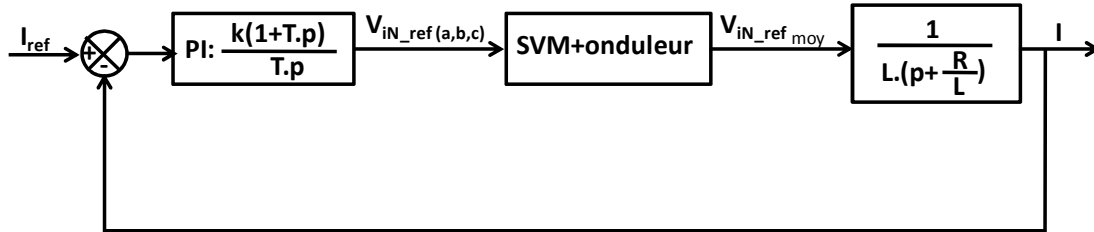


Fig.II.45 Schéma bloc de la boucle fermée de régulation du courant

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$FTBF(p) = \frac{I(p)}{I_{ref}(p)} = \frac{\frac{K(1+T_p)}{T_p} \frac{1}{L(p + \frac{R}{L})}}{1 + \frac{K(1+T_p)}{T_p} \frac{1}{L(p + \frac{R}{L})}} \quad (II.146)$$

Posons :

$$\frac{1}{T} = \frac{L}{R} \quad (II.147)$$

L'équation (II.236) devient :

$$FTBF(p) = \frac{I(p)}{I_{ref}(p)} = \frac{1}{1 + \frac{L}{K} p} \quad (II.148)$$

Chapitre II

C'est la fonction de transfert d'un système de premier ordre dont la constante de temps est $\tau = \frac{L}{K}$. Identifier le gain K du PI revient à fixer cette constante de temps, tandis que le paramètre T dépend des valeurs R et L de la charge.

La régulation du courant de charge en boucle fermée est simulée avec les paramètres suivants : $E = 400V$ et $F_{dec_NPC} = 20kHz$. Le temps de réponse du PI est fixé à $T = 0.5ms$. Les courants de référence forment un système triphasé de fréquence $F_{ref} = 50\text{ Hz}$ et d'amplitude I_{ref} variable. En effet, pour s'assurer de l'efficacité de la régulation (dynamique, précision, dépassement...), l'amplitude de la référence est changée dans les deux sens (augmentation et diminution), et ce durant le mode de fonctionnement normal et le mode de fonctionnement post-défaut. Le scénario est représenté par le chronogramme de la figure Fig.II.46.

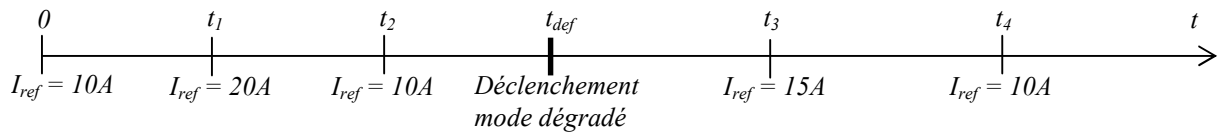


Fig.II.46 Chronogramme de la simulation en boucle fermée de l'onduleur NPC 3-bras

La figure Fig.II.47 montre les courants de charge. Dans les deux modes, ces courants sont sinusoïdaux et équilibrés ; et leurs amplitudes sont toujours égales à celle de la référence.

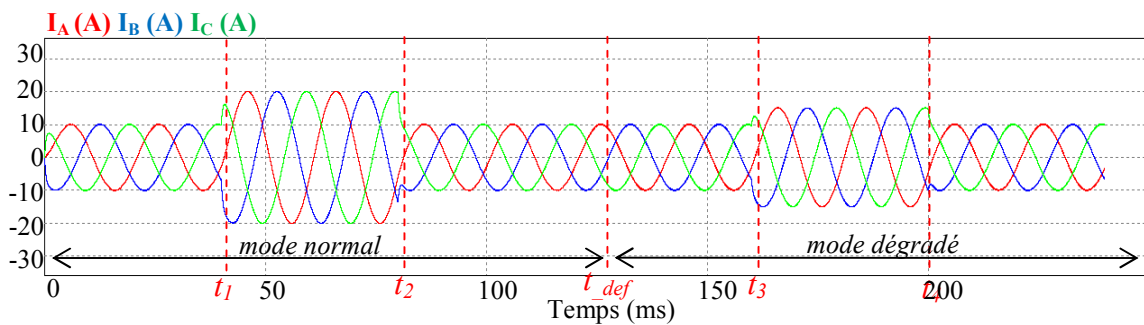


Fig.II.47 Commande de l'onduleur 3-bras tolérant aux défauts en boucle fermée: Courants de sortie du convertisseur I_A , I_B et I_C

La figure Fig.II.48 montre que la dynamique de la régulation est égale à $T = 0.5ms$, ce qui prouve le bon dimensionnement du régulateur PI . Aussi, l'erreur statique est presque nulle quelle que soit la valeur de la référence. Enfin, il est à souligner l'absence de dépassement au niveau du courant I_d . Par contre, il existe un dépassement au niveau de la tension V_d à chaque application d'une nouvelle amplitude de référence. Ce dépassement est l'image de la différence des valeurs de référence appliquée. Il dépend aussi du gain K du correcteur et ne doit pas atteindre V_{d_max} sinon l'onduleur sature.

Dans le but de tester la robustesse de la régulation, une simulation avec variation de la charge est réalisée. Malgré la compensation imparfaite qu'on engendre cette variation, la régulation est assurée comme le prouve la figure Fig.II.49. Néanmoins, la variation de la charge provoque un dépassement de 63.5% au niveau du courant I_{d_mes} . Le transitoire de ce changement de régime dure 8ms.

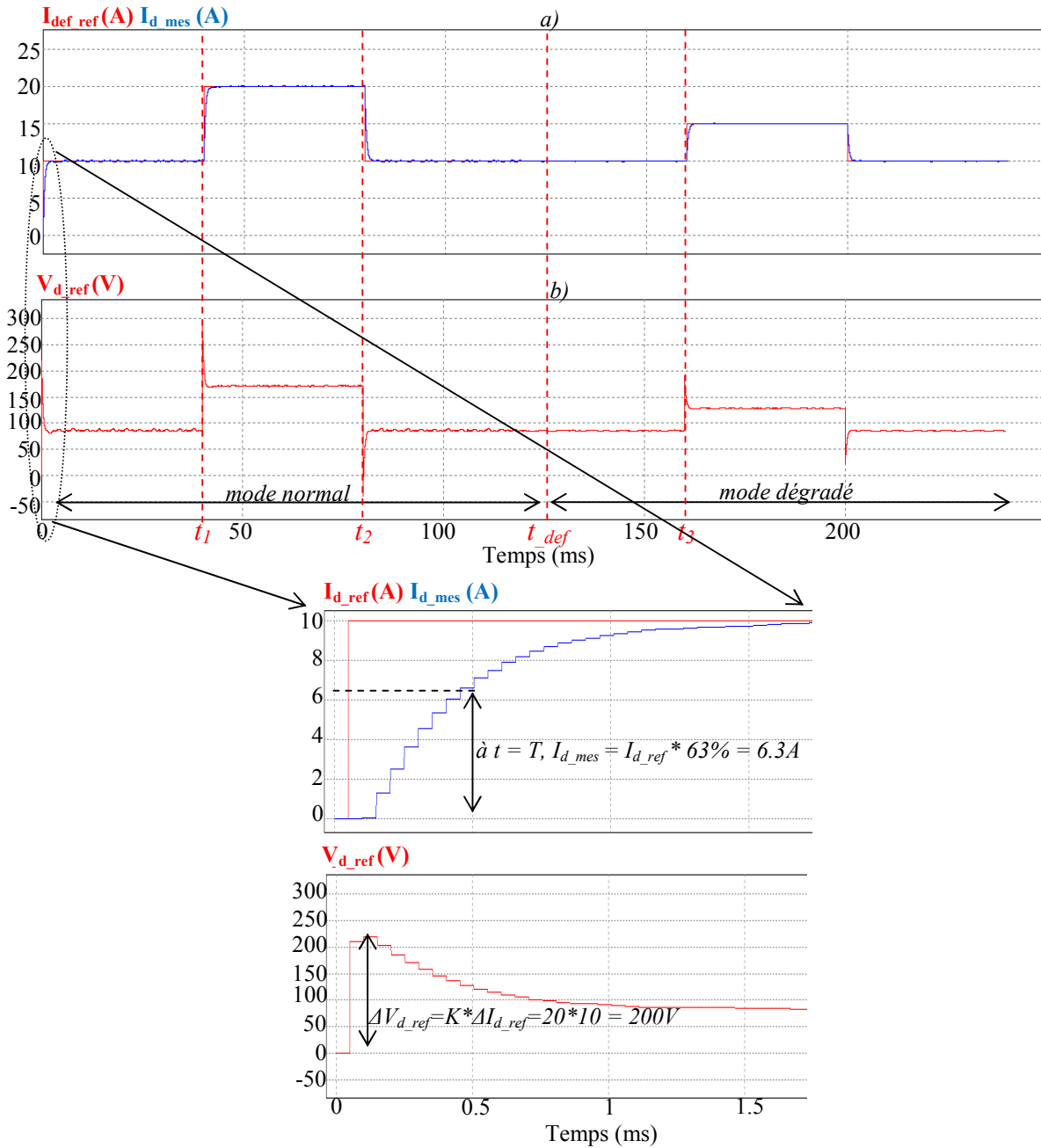


Fig.II.48 Commande de l'onduleur NPC 3-bras tolérant aux défauts en boucle fermée: a) Courant de référence I_{d_ref} et courant mesuré I_{d_mes} b) Tension de référence V_{d_mes}

II.5.2.2 Simulation de l'onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts

A présent, des simulations avec la topologie hybride 4-bras de l'onduleur sont présentées. Dans un premier temps, nous nous intéressons au fonctionnement post défaut avec le mode (3-2-2). Dans cette partie la même boucle fermée simulée avec la topologie 3-bras est appliquée.

Dans un deuxième temps, l'onduleur pilotant une machine asynchrone de $1.5kW$ avec fonctionnement en mode normal et en mode dégradé (1-3-3) est simulé. Dans les deux cas, en mode de fonctionnement normal, le 4^{ème} bras FC est commandé à l'aide de la régulation hystérésis décrite dans le paragraphe II.4.1.2.

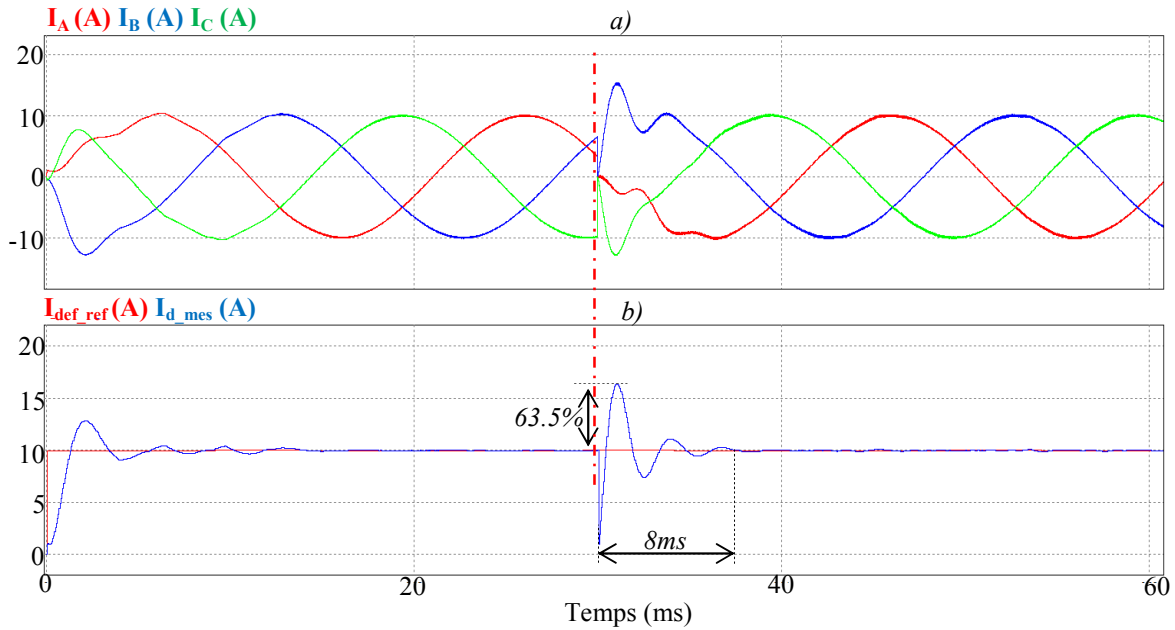


Fig.II.49 Commande de l'onduleur NPC 3-bras tolérant aux défauts en boucle fermée avec variation de la charge: a) Courants de sortie du convertisseur I_A , I_B et I_C , b) Courant de référence I_{d_ref} et courant mesuré I_{d_mes}

II.5.2.2.1 Mode (3-2-2) : Commande d'une charge RL en boucle ouverte

La reconfiguration matérielle de l'onduleur pour fonctionner en mode (3-2-2) est particulière et difficile à réaliser en pratique. En fait, bien que la partie isolation du bras défaillant est la même que pour le mode (1-3-3), la reconfiguration en mode (3-2-2) présente deux difficultés. La première concerne l'isolation des diodes de clamps des deux bras sains NPC du bras FC. La seconde consiste à désactiver le filtre LC en court circuitant l'inductance L_{filtre} . Au fait, après défaut, et en présence de cette inductance et avec les condensateurs de découplage des deux bras sains (ceux du bras défaillant sont déconnectés avec le bras défaillant étant montés en aval des fusibles) les trois niveaux de tensions à la sortie du bras FC ne sont plus visibles par la charge, ce qui déséquilibre les tensions entre phases, comme le montre la figure Fig.II.50.

Dans la simulation, un simple interrupteur bidirectionnel commandable est utilisé pour déconnecter L_{filtre} et les diodes de clamp des bras NPC sains. En outre les mêmes paramètres de simulation de la topologie 3-bras sont gardés (charge, tension de bus continu, période de commutation ...).

La figure Fig.II.51 donne le résultat de simulation. Le régime transitoire dure $2.4ms$ avant que la tension V_{cap} atteigne la bande d'hystérésis (Fig.II.51.a). Pendant ce régime transitoire, le dépassement des courants de phases et des tensions de sortie du convertisseur sont faibles et donc admissibles.

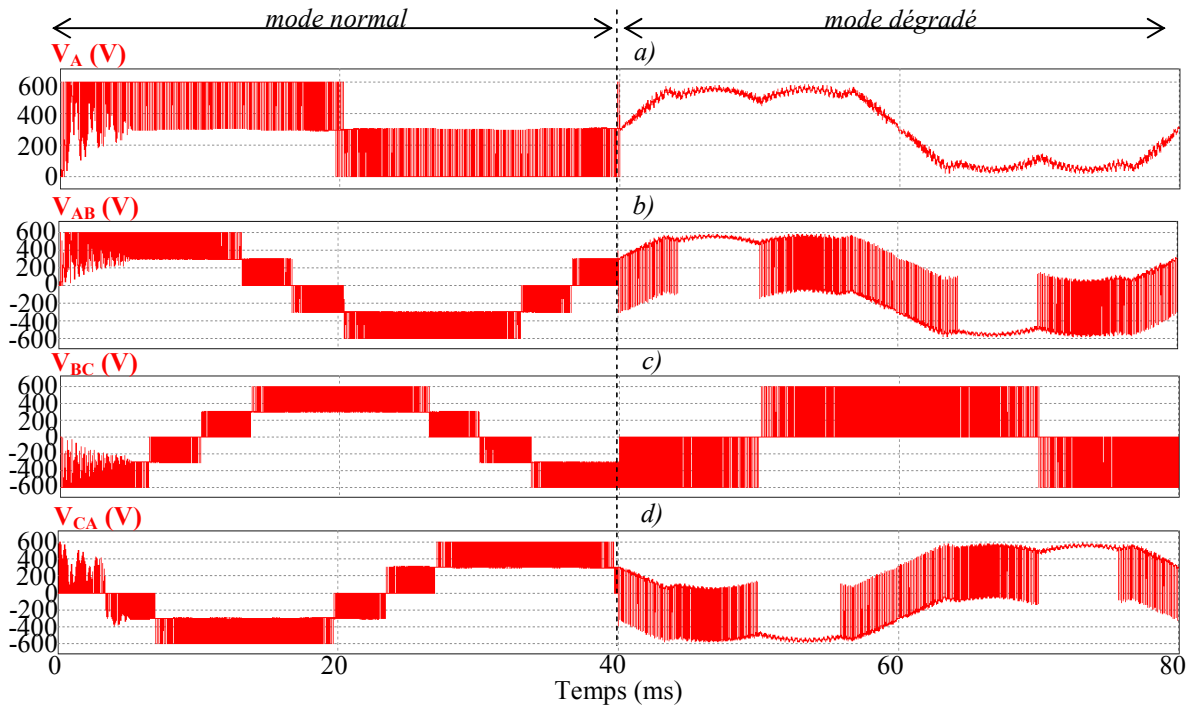


Fig.II.50 Commande de l'onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (3-2-2) en boucle ouverte avec présence du filtre LC : a) Tension de sortie du bras A défaillant V_A , b) Tension entre phases V_{AB} , d) Tension entre phases V_{BC} , c) Tension entre phases V_{CA}

La figure Fig.II.52.b montre que durant le mode normal, la tension de sortie du bras FC V_{FC} qui présente des encoches d'amplitude $\pm E/2$ correspondant aux temps morts est filtrée et nous obtenons ainsi une tension V_{NPC} à l'entrée de l'onduleur NPC égale à $E/2$ avec un dépassement négligeable. Le passage en mode dégradé affecte la régulation de V_{cap} dont le dépassement atteint 30%. Cette perturbation est prévisible puisque le rôle du bras FC dans ce mode de fonctionnement n'est pas la génération du potentiel point milieu, mais plutôt la modulation sur 3-niveaux de tension. Durant le mode (3-2-2), et puisque le filtre LC est désactivé à l'instant de détection du défaut, les tensions V_{FC} et V_{NPC} sont identiques et correspondent à la tension appliquée à la charge de la phase A : c'est une tension modulée sur trois niveaux.

Les tensions entre phases n'ont pas la même forme. En effet, vu que les deux phases saines B et C modulent sur deux niveaux (0 et E), et que la phase défaillante module sur trois niveaux, la tension entre phases V_{BC} module sur trois niveaux alors que les deux autres tensions V_{AB} et V_{CA} modulent sur cinq niveaux. Cette dissymétrie n'est pas problématique puisque les courants de phases sont équilibrés comme le montre la figure Fig.II.51.f. En outre, ces courants gardent leurs amplitudes en mode dégradé ce qui caractérise le mode de fonctionnement post défaut (3-2-2).

II.5.2.2.1 Mode (1-3-3) : Commande d'une machine asynchrone

Le passage en mode dégradé (1-3-3) est simulé avec l'onduleur alimentant une machine asynchrone de $1.5kW$ de puissance. Deux types de commande de la machine sont testés : une commande scalaire avec la loi V/f , et une commande vectorielle avec la commande à flux orientée (FOC : Flux Oriented Control).

Chapitre II

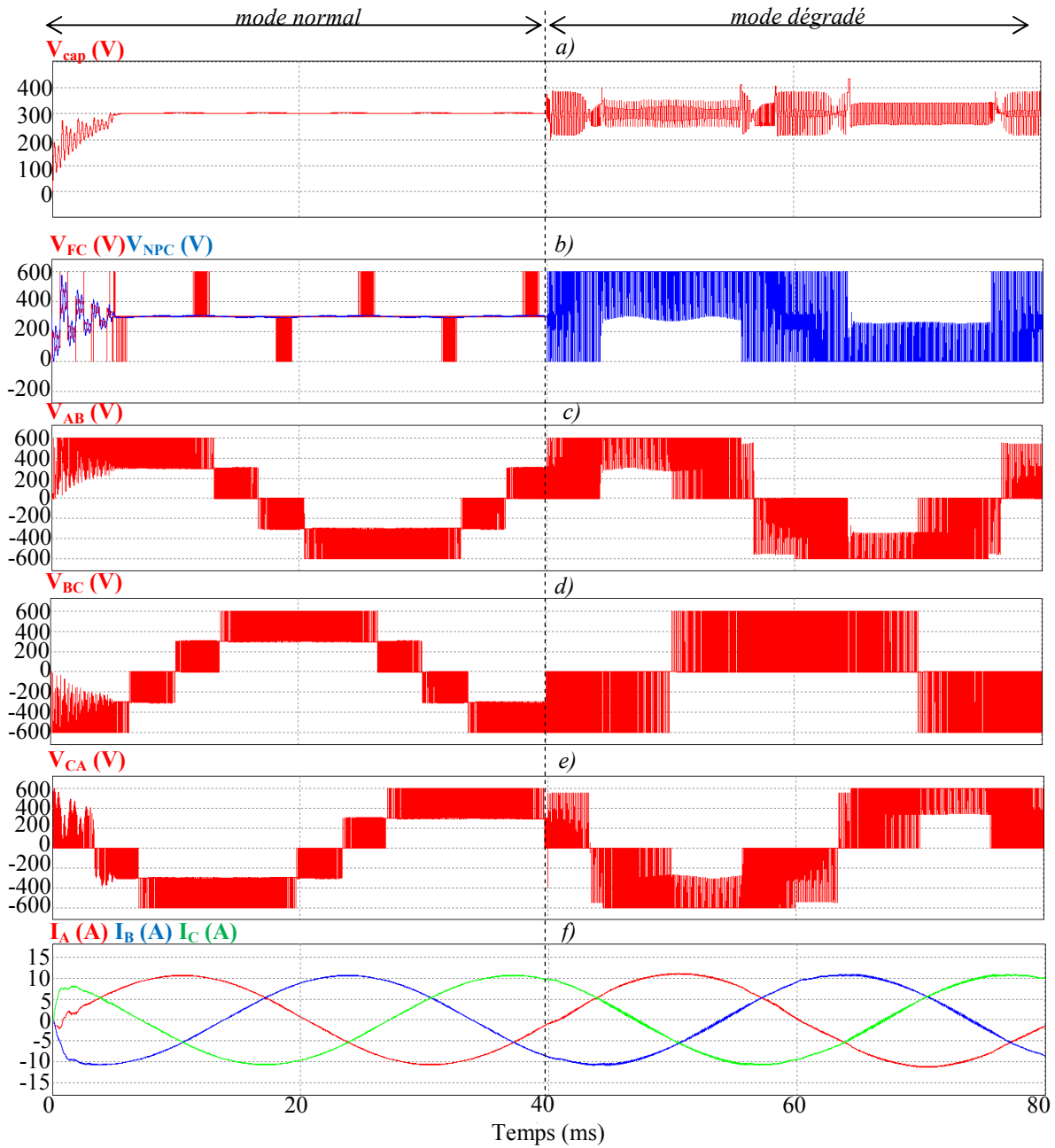


Fig.II.51 Commande de l'onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (3-2-2) en boucle ouverte: a) Tension aux bornes de la capacité flottante V_{cap} , b) Tension de sortie du bras FC V_{FC} et tension à l'entrée des bras NPC V_{NPC} , c) Tension entre phases V_{AB} , d) Tension entre phases V_{BC} , e) Tension entre phases V_{CA} , f) Courants de sortie du convertisseur I_A , I_B et I_C

a) Loi V/f :

La commande scalaire consiste à contrôler la vitesse de la machine en maintenant un flux statorique constant égal à sa valeur nominale en gardant un rapport fixe entre la pulsation ω_s et l'amplitude de la tension statorique V_s . En effet, en négligeant les variations du flux et les chutes de tensions ohmiques, les équations de *Park* en régime permanent sont:

$$V_s = \omega_s \varphi_s \quad (\text{II.149})$$

$$\omega_s = 2\pi F_s \quad (\text{II.150})$$

Chapitre II

Où φ_s est le flux statorique, ω_s est la pulsation statorique et F_s est la fréquence de la tension statorique. D'après ces équations, une chute de F_s à V_s constante peut engendrer une augmentation critique du flux ; ce qui cause la saturation de la machine. Une variation de la fréquence de la tension statorique doit être donc accompagnée par une variation proportionnelle de l'amplitude de cette tension. La valeur de φ_s est calculée à partir des valeurs nominales de V_s et de F_s .

$$\|\vec{\varphi}_s\| = \frac{\|\vec{V}_{s_nom}\|}{2\pi F_{s_nom}} \quad (II.151)$$

La figure Fig.II.52 donne le schéma bloc de la loi V/f . le couple de charge est pris proportionnel au carré de la vitesse ($C_r = k \Omega^2$). Le coefficient k régissant cette proportionnalité est déterminé de façon à avoir le couple nominale de la machine en régime établi.

$$k = \frac{C_{em_nom}}{\Omega_{nom}^2} = 4,3 \cdot 10^{-4} \quad (II.152)$$

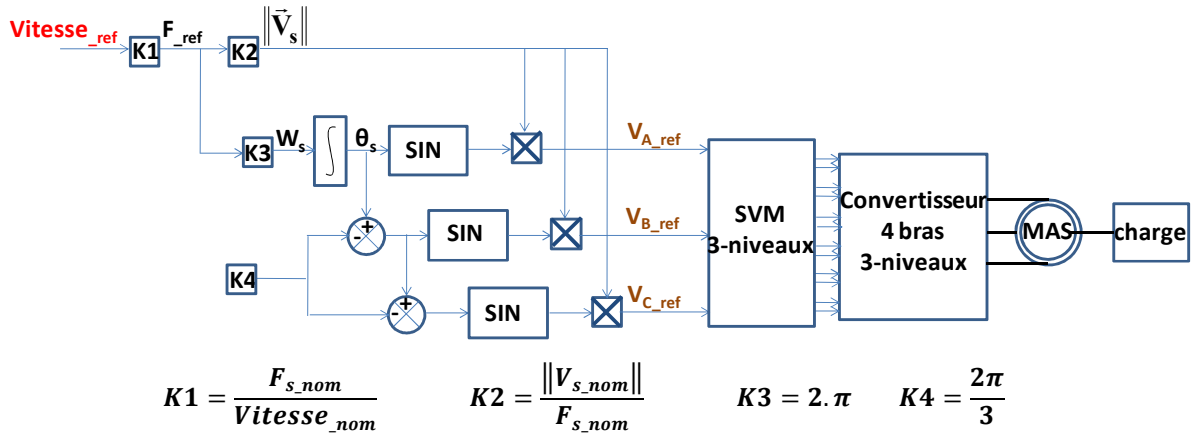


Fig.II.52 Diagramme de la loi V/f

Le système est simulé avec une tension du bus continue $E = 540V$. En mode dégradé, la vitesse de référence ne doit pas dépasser la moitié de la vitesse nominale. Les valeurs nominales de la vitesse ($Vitesse_nom = 1433tr/mn$) de la tension statorique ($V_{s_nom} = 230V$) et de la fréquence statorique ($F_s = 50Hz$) impose un flux statorique de référence $\varphi_{s_ref} = 0.72Web$ et un couple nominal $C_{em_nom} = 10N.m$. La figure Fig.II.53 donne les résultats de simulation pour une vitesse référence égale à la vitesse nominale en mode normal, et à la moitié de la vitesse nominale en mode dégradé.

La figure Fig.II.53 montre que le passage au mode post-défaut ne dégrade pas la régulation active du bus continu. En effet, en mode dégradé, la tension V_{cap} aux bornes de la capa flottante reste bien égale à $E/2$. Aussi la tension V_{NPC} à l'entrée des bras NPC est filtrée et oscille autour de $E/2$ avec le même dépassement (3.7%) qu'en mode normal. Par contre, la fréquence de l'oscillation de cette tension passe de $150Hz$ à $25Hz$.

Chapitre II

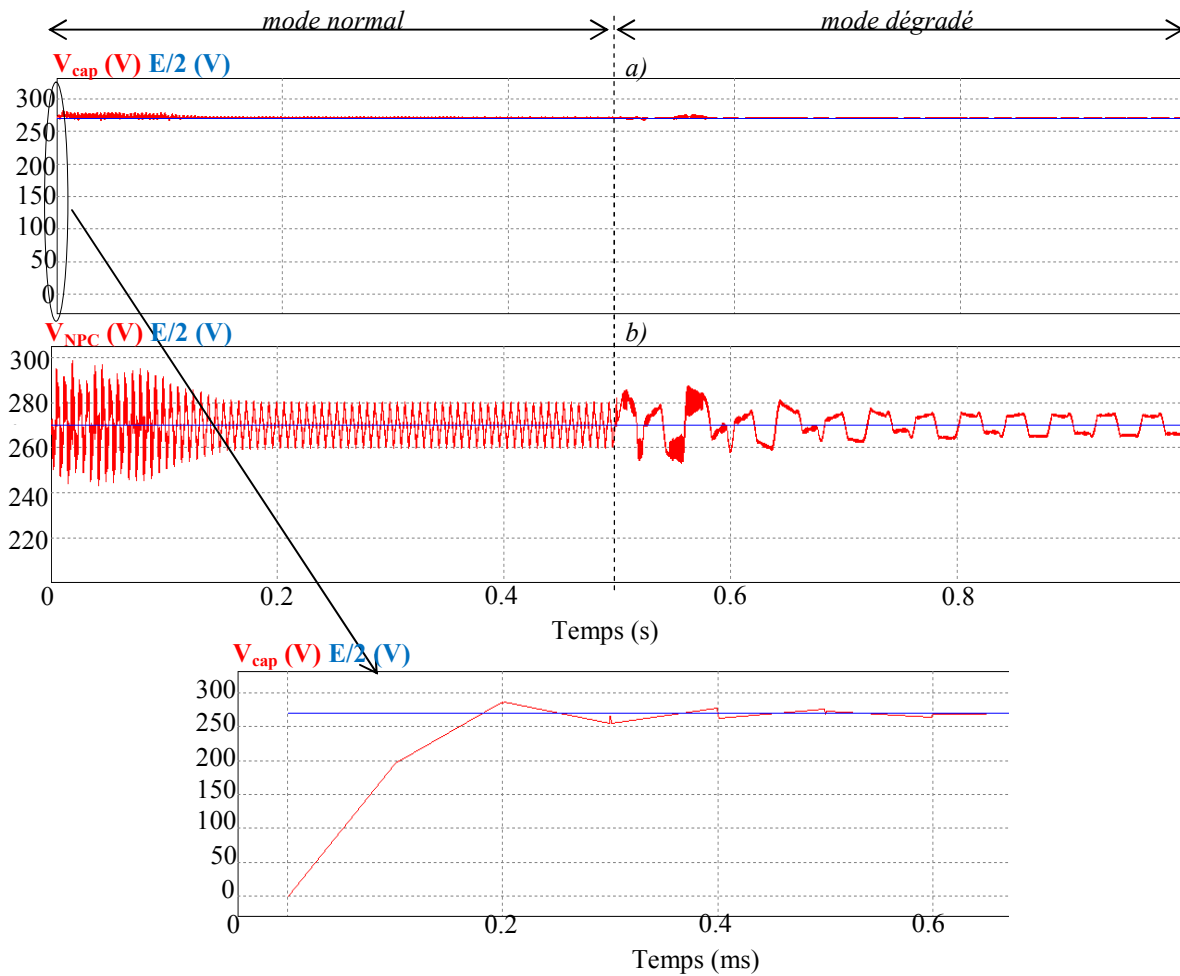


Fig.II.53 Onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (1-3-3) : commande machine asynchrone: Loi V/f : a) Tension aux bornes de la capacité flottante V_{cap} , b) Tension à l'entrée des bras NPC V_{NPC}

La première valeur correspond à $3F_{mod}$, F_{mod} étant la fréquence de la modulante, et donc la fréquence statorique F_s . Et comme la vitesse est égale à sa valeur nominale en mode normal, la fréquence statorique est égale à sa valeur nominale, soit 50Hz . D'où $F_{mod} = F_s = 50\text{Hz}$. Après défaut, et comme la phase A ne module plus sur trois niveaux, la fréquence d'oscillation de V_{NPC} devient égale à F_{mod} . Or, durant ce mode, la vitesse passe à la moitié de sa valeur nominale, la fréquence statorique devient donc égale à la moitié de sa valeur nominale, soit 25Hz . D'où $F_{mod} = F_s = 25\text{Hz}$.

Il est à noter que le passage de zéro à $E/2$ de la tension V_{cap} dure 0.2ms , qu'on peut considérer comme un temps acceptable pour le démarrage du système.

Après un régime transitoire $t_t = 0.15\text{s}$ où les amplitudes atteignent 200% de leur valeur nominale ($20A$), les courants statoriques sont équilibrés avec une fréquence (50Hz) et une amplitude ($5A$) égale à leur valeur nominale (Fig.II.54). A l'instant de défaut, le dépassement des courants est de l'ordre de 100% , soit la moitié de la valeur au démarrage de la machine. Le régime permanent est rétabli au bout de 0.25s avec des courants sinusoïdaux équilibrés dont la fréquence (25Hz) et l'amplitude ($2.5A$) sont les images de la référence vitesse qui est passée à la moitié de sa valeur initiale en mode post-défaut.

Chapitre II

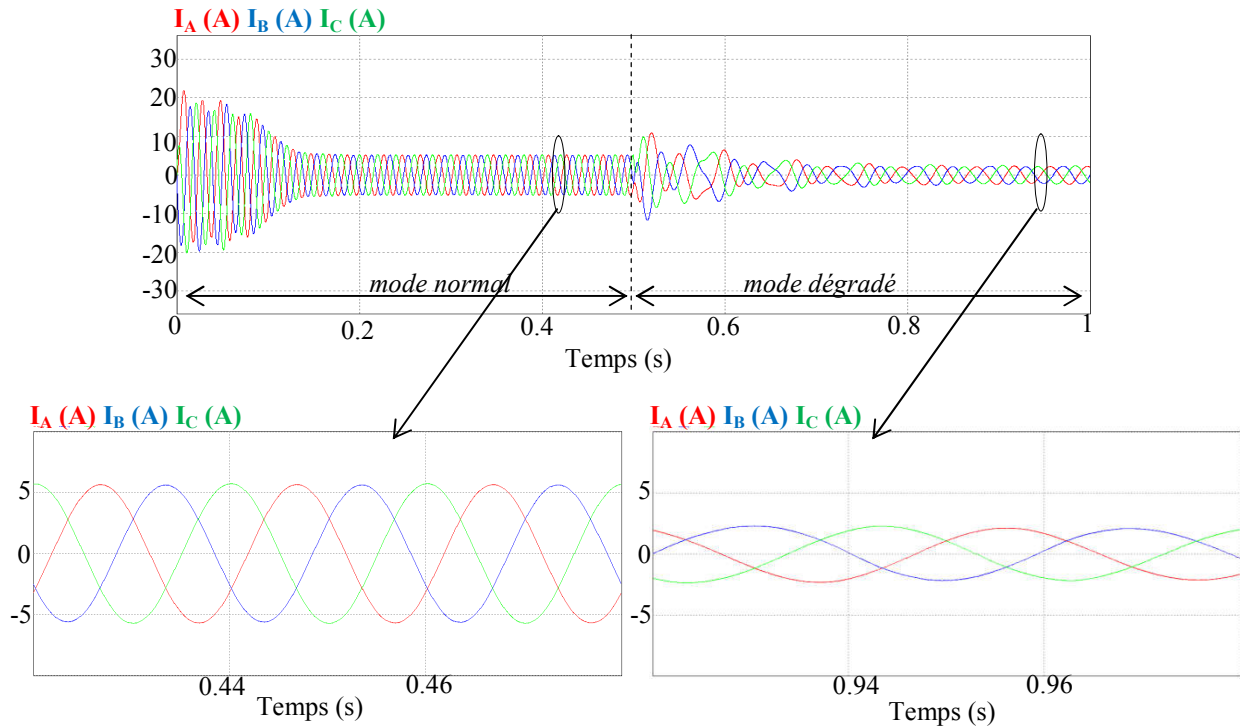


Fig.II.54 Onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (1-3-3) : commande machine asynchrone:
Loi V/f : Courants statoriques I_A , I_B et I_C

La figure Fig.II.55 montre les tensions par rapport au point négatif du bus continu de la phase du bras défaillant A V_A et de la phase du bras sain B V_B , et la tension entre phases V_{BC} .

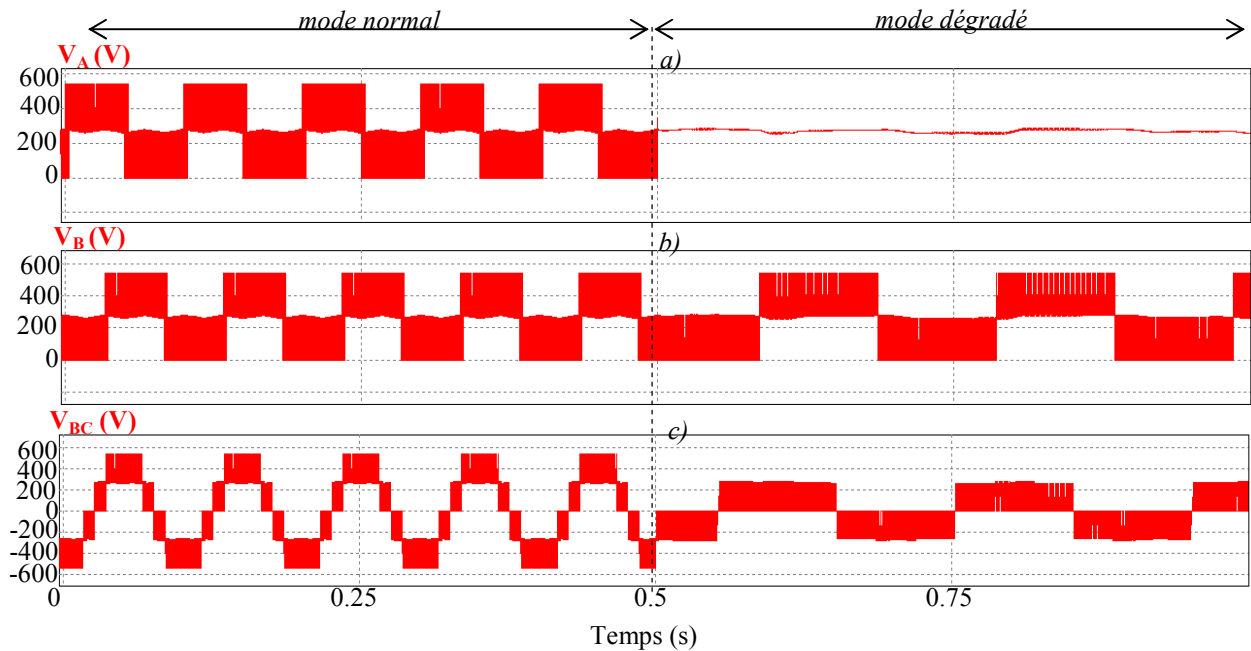


Fig.II.55 Onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (1-3-3) : commande machine asynchrone:
Loi V/f : a) Tension simple V_{AO} , b) Tension simple V_{BO} , c) Tension entre phases V_{BC}

Chapitre II

La tension V_A est égale à $E/2$ en mode dégradé, tandis que la tension V_B reste sur trois niveaux. L'oscillation de la tension V_{NPC} à l'entrée des bras NPC est visible lorsque V_B est au niveau point milieu. La tension entre phases V_{BC} passe de cinq niveaux à trois niveaux après défaut. En effet, en mode défaillant, vu les vecteurs du plan (α, β) appliqués, il n'y a à aucun moment une différence de deux niveaux entre ces deux phases (Cf. Fig.II.10).

La vitesse, le couple et le flux atteignent leurs valeurs nominales après t_l . La vitesse et le couple sont parfaitement égaux à leurs valeurs de références (Fig.II.56).

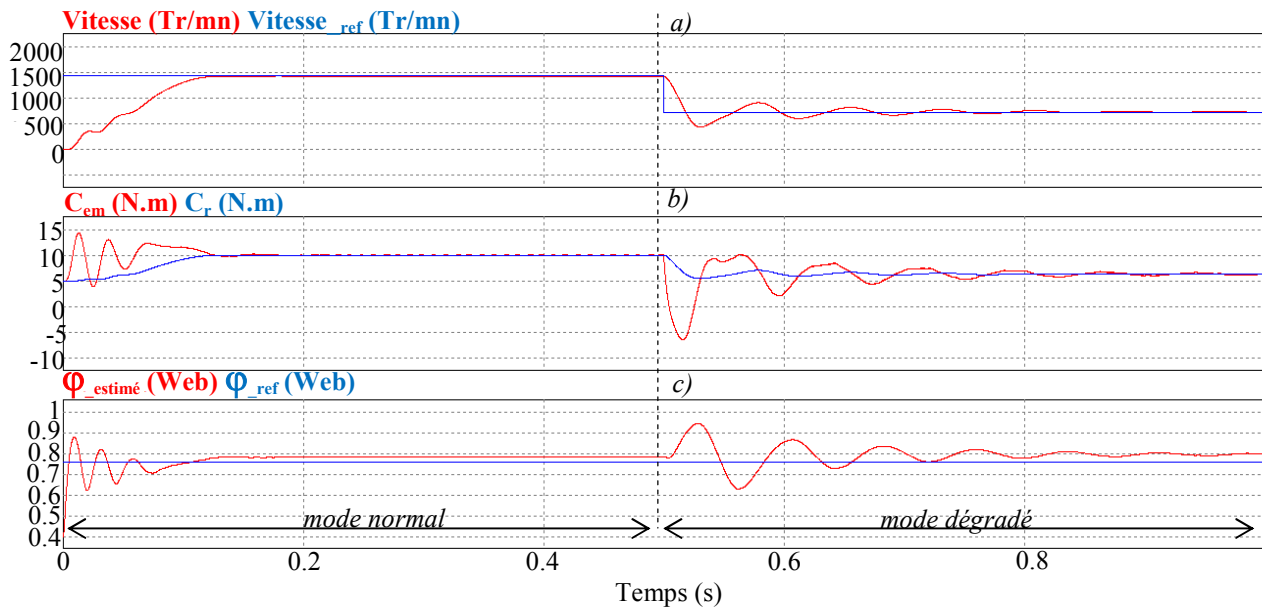


Fig.II.56 Onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (1-3-3) : commande machine asynchrone: Loi V/f : a) Vitesse et vitesse de référence $Vitesse_{ref}$, b) Couple électromagnétique C_{em} et couple de charge C_r , c) Flux estimé ϕ_{estime} et flux de référence ϕ_{ref}

Le flux statorique estimé à partir des courants et des tensions statoriques filtrées présente un léger dépassement de l'ordre de 10%. La continuité de fonctionnement après défaut est assurée avec une vitesse égale à sa nouvelle valeur de référence. A l'instant de détection de défaut, la vitesse chute de 30% de sa valeur initiale. Cette chute n'a pas pour cause le défaut ou la reconfiguration mais plutôt le changement de la référence vitesse. En effet, lorsque la référence de vitesse initiale est égale ou inférieure à la moitié de la valeur nominale, son changement n'est pas obligatoire en mode dégradé, et la vitesse et le couple ne varient pas lors de la reconfiguration.

En conclusion, la continuité de service de la machine est assurée avec la reconfiguration proposée. Cependant la loi V/f présente des limites quant au temps nécessaire pour rétablir le régime permanent après défaut, et induit donc des risques sur le dépassement au niveau des courants, de la vitesse et du couple vu l'absence de régulation. Ce dépassement peut être dangereux pour la machine et la charge entraînée.

b) Commande vectorielle :

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique est une stratégie de contrôle qui permet de surmonter les inconvénients de la loi V/f . Au fait, elle assure la régulation des grandeurs mécaniques et électriques de la machine en régime permanent, mais aussi en régime transitoire. D'autre part, elle permet un fonctionnement dans une plage de fréquences

Chapitre II

assez large contrairement à loi V/f où opérer à basses fréquences est quasi impossible vu que les chutes ohmiques de tension ne sont plus négligeables.

L'expression du couple de la machine et donnée par l'équation :

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\varphi_{rd} \cdot I_{sq} - \varphi_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (\text{II.153})$$

Contrairement au cas de la machine à courant continu où la régulation du flux rotorique et celle du couple sont naturellement découplées, il existe un couplage entre ces deux grandeurs dans le cas de la machine asynchrone. Pour simplifier la commande, le deuxième terme est annulé. Pour ceci, il suffit d'orienter le vecteur flux rotorique sur l'axe « d » du repère tournant de Park pour obtenir une composante nulle sur l'axe « q » comme le montre la figure Fig.II.57.

Ainsi, une régulation du flux indépendante de celle du couple peut être établie. En effet, le flux est imposé par la régulation du courant I_{sd} , alors que le couple est imposé par la régulation du courant I_{sq} . Un troisième régulateur est intégré pour contrôler la vitesse. Ces trois régulateurs ont été choisis de type PI. L'angle de rotation du repère (d, q) est calculé à partir du flux de référence, du couple et de la vitesse captée.

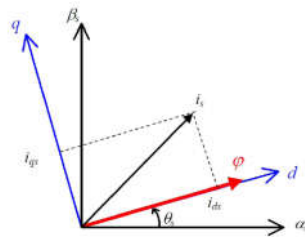


Fig.II.57 Orientation du flux rotorique sur l'axe « d »

Les sorties des régulateurs de courants présentent les tensions de références de l'algorithme SVM. La figure Fig.II.58 donne le schéma bloc de la commande vectorielle adoptée. Les régulateurs PI utilisés sont dotés d'un anti-windup qui assure la non divergence du calcul intégral en cas de dépassement des limites définies pour les grandeurs de sortie du régulateur. Pour les deux $PI_courants$, la limite maximale des tensions de références V_d et V_q est égal à $\pm E / \sqrt{3}$ en mode normal, et à $\pm E / 2\sqrt{3}$ en mode dégradé.

Comme pour lors de la simulation de la commande scalaire, la référence vitesse est prise égale à la valeur nominale en mode normal et à sa moitié en mode post-défaut. Les résultats de simulation sont présentés dans les figures Fig.II.59 et Fig.II.60. Ces résultats montrent que grâce à la régulation, la vitesse et le couple mettent moins de temps par rapport au contrôle scalaire pour atteindre leurs valeurs de référence après défaut (moins que $0.1s$). Aussi, en régime transitoire, l'amplitude des courants statoriques n'atteint que la moitié ($10A$) de la valeur atteinte avec la commande vectorielle. En plus, le passage au mode dégradé ne cause pas de dépassement au niveau de ces courants.

Chapitre II

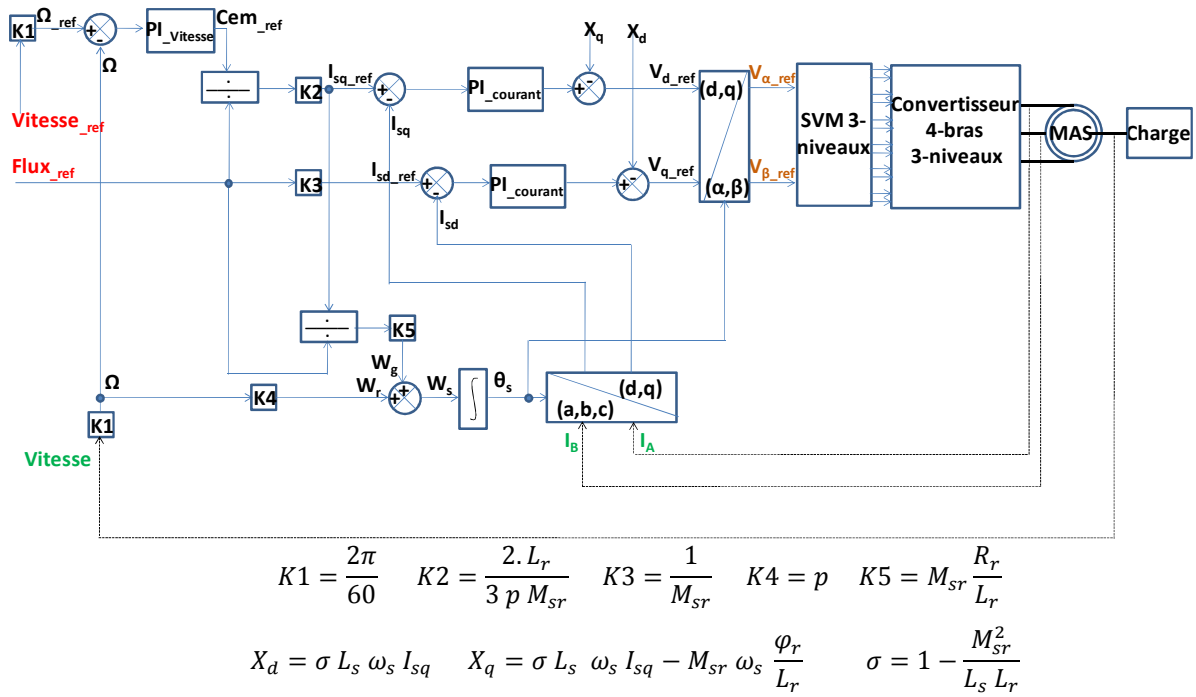


Fig.II.58 Diagramme de la commande vectorielle

Nous pouvons conclure que le fonctionnement de la machine peut être assuré après la défaillance d'un interrupteur de puissance avec la reconfiguration hardware proposée et le changement au niveau de l'algorithme de la SVM établi, mais avec une pénalité sur la puissance délivrée de 50%.

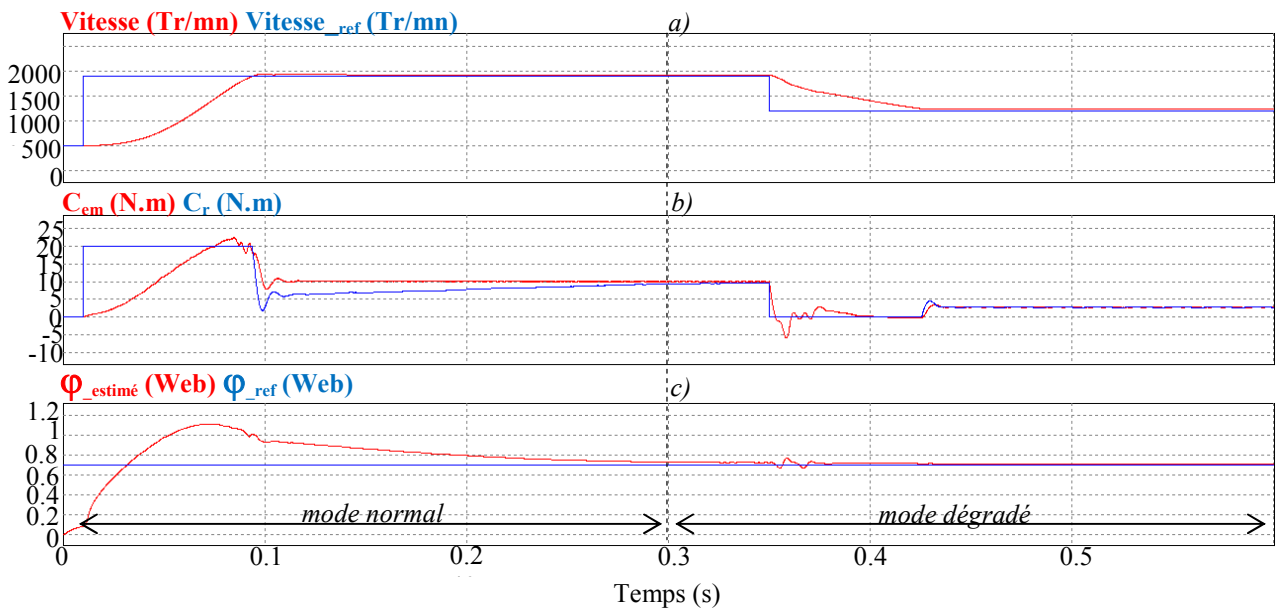


Fig.II.59 Onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (1-3-3): commande machine asynchrone : commande vectorielle :

a) Vitesses et vitesse de référence, b) Couple C_{em} et couple de charge C_r , c) Flux estimé et flux de référence

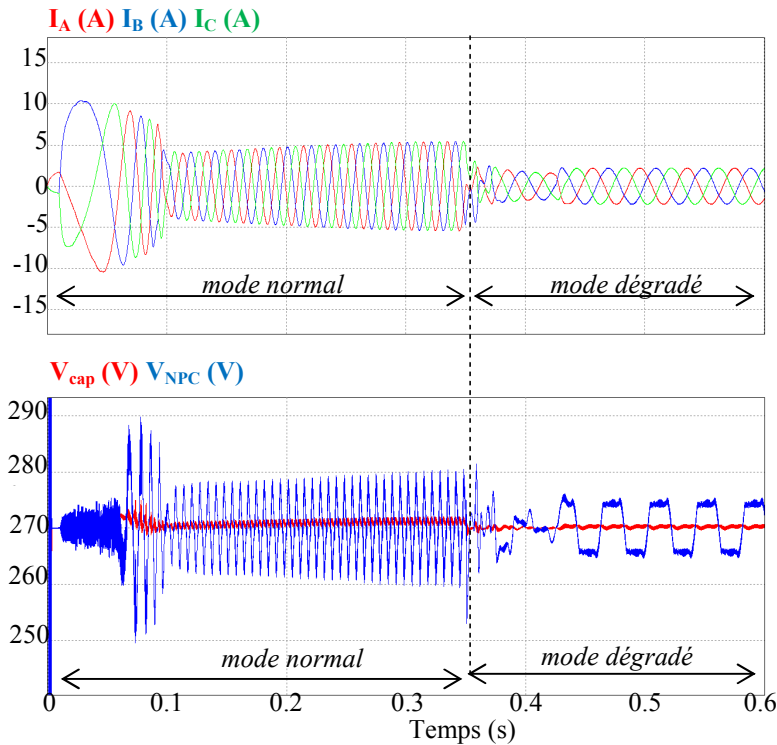


Fig.II.60 Onduleur hybride 4-bras tolérant aux défauts en mode (1-3-3) commande machine asynchrone : commande vectorielle: a) Courants statoriques I_A , I_B et I_C , b) Tension V_{cap} aux bornes de la capacité flottante et tension à l'entrée des bras NPC V_{NPC}

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons élaboré une commande tolérante aux défauts dédiée à une structure 3-niveaux hybride qui comporte 3-bras de type NPC et un bras type FC. Ce bras FC joue un double rôle. En mode de fonctionnement normal, il permet de générer activement le potentiel du point milieu. Alors qu'en mode dégradé, il joue le rôle d'un bras de secours. La connexion entre ces deux types de bras multiniveaux est assurée par un filtre LC dont le dimensionnement tient compte des ondulations au niveau de la tension et du courant du point milieu, et de la fréquence de commutation des IGBT. Cependant, un troisième critère est pris en compte. Il s'agit du comportement du filtre vis-à-vis d'un délestage du courant.

Une nouvelle technique d'isolation du bras défaillant et de connexion de la phase au point milieu est proposée. Elle est caractérisée par le recours à un seul interrupteur de puissance pour assurer le processus de la reconfiguration. De plus, elle est peut-être appliquée quelle que soit la nature de défaut et l'IGBT endommagé (interne ou externe).

Les résultats de simulation du passage du mode de fonctionnement normal au mode de fonctionnement dégradé ont prouvé l'efficacité des différentes études réalisées : couplage FC-NPC via le filtre, reconfiguration matérielle à travers la détection, l'isolation et la connexion post-défaut, et enfin la commande SVM tolérante aux fautes qui a été testée en boucle ouverte et en boucle fermée.

Chapitre.III Validation expérimentale du convertisseur hybride 3-niveaux tolérant aux défauts

Sommaire

CHAPITRE.III VALIDATION EXPERIMENTALE DU CONVERTISSEUR HYBRIDE 3-NIVEAUX TOLERANT AUX DEFAUTS	111
III.1 Introduction	112
III.2 Présentation de la maquette	112
III.2.1. Le convertisseur	112
III.2.2. La carte de commande	117
III.3 Essais expérimentaux	118
III.3.1. Tests	119
III.3.2. Essais en triphasé	125
III.4 Reconfiguration matérielle suite à un défaut au niveau du bras NPC	144
III.4.1. Tests préliminaires	145
III.4.2. Validation expérimentale de la reconfiguration.....	153
III.5 Calcul des pertes	159
III.5.1. Modèle mathématique	159
III.5.2. Interprétation des résultats	161
III.6 Conclusion.....	165

Chapitre III

III.1 Introduction

Après une première vérification par simulation, la tolérance aux défauts de la structure hybride étudiée dans le *chapitre II* devait être validée expérimentalement. Dans ce chapitre, nous présentons le prototype de l'onduleur triphasé hybride 3-niveaux que nous avons conçu et monté, ainsi que la cible numérique utilisée pour les commandes développées. Les essais expérimentaux ont été réalisés sur trois étapes. Au début, des tests préliminaires ont été réalisés sur la maquette pour s'assurer du bon fonctionnement des différents étages. Ensuite, le fonctionnement de l'onduleur est testé dans un premier temps avec un modulateur *MLI* implémenté sur une carte *FPGA*. Dans un deuxième temps, la *SVM* synthétisée dans le *chapitre II* est testée avec une carte *DSP*. Un essai en boucle fermée avec régulation de courant et un essai en boucle ouverte sur une machine asynchrone ont permis également de valider le bon fonctionnement du système. La dernière étape des tests expérimentaux a permis de valider la technique de reconfiguration matérielle proposée dans ses trois aspects : la détection, l'isolation et la reconnexion post-défaut.

La dernière partie du chapitre est consacrée à une étude approfondie des pertes dissipées par la structure étudiée avec estimation de ces pertes par simulation.

III.2 Présentation de la maquette

Un prototype de l'onduleur hybride 4-bras 3-niveaux triphasé tolérant aux défauts étudiés dans le *chapitre II* a été conçu, monté et testé dans le laboratoire *LAPLACE* à Toulouse en 2014. Les algorithmes de commande tolérants aux défauts simulés avec *Psim* dans le chapitre précédent ont été implémentés, selon les cas et les besoins, sur une carte *DSP* ou une carte *FPGA* associée à des circuits d'interface.

III.2.1. Le convertisseur

La figure Fig.III.1 montre la photo de la maquette. Le prototype est réalisé sur une plaque *PCB* à quatre couches de grandes dimensions ($52.4cm \times 39.5cm$), ce qui a nécessité une prestation particulière pour la fabrication et un soin important lors de sa manipulation (montage). Cette plaque comprend la partie puissance où sont montés les modules et la partie interfaçage de commande (buffers des lignes de commande, gestion Marche/Arrêt et reset, protection rapprochée sur les alimentations driver et surcharge des phases).

III.2.1.1 La partie puissance

La partie puissance présentée sur la figure Fig.III.2 comprend les quatre bras du convertisseur et le bus continu. Le bras *NPC* est un module *INFINEON F3L150R07W2E3_B11 (150A/650V)* 3-niveaux de type Press-fit, tandis que le bras *FC* est construit à partir de deux modules *IXYS FII40-06D (40A/600V)*.

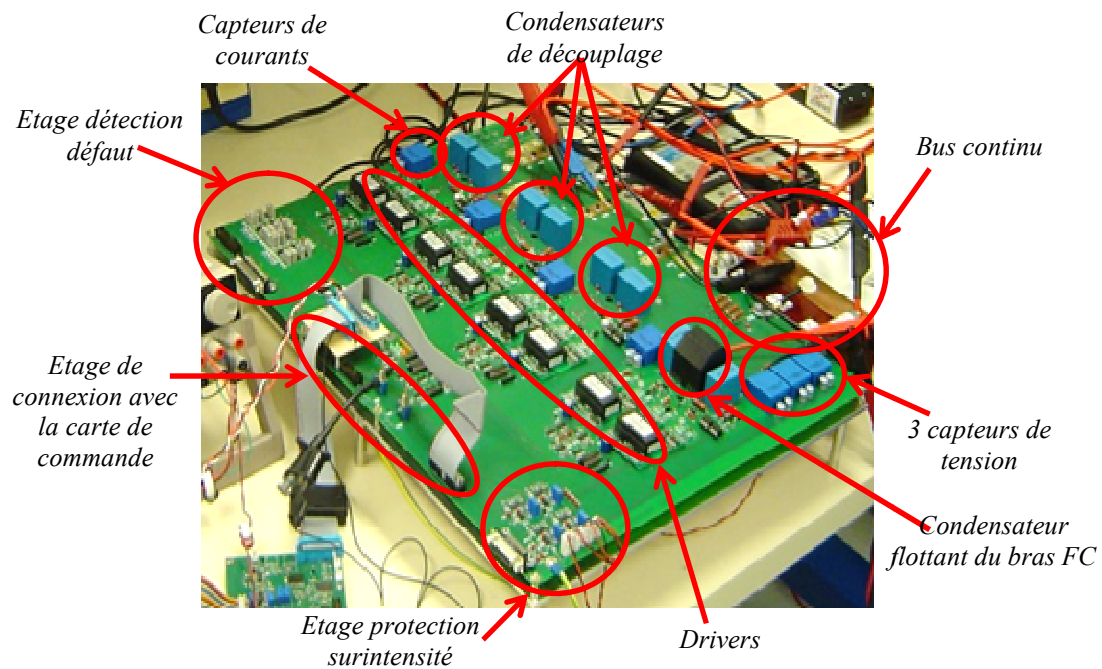


Fig.III.1 Vue d'ensemble de la maquette

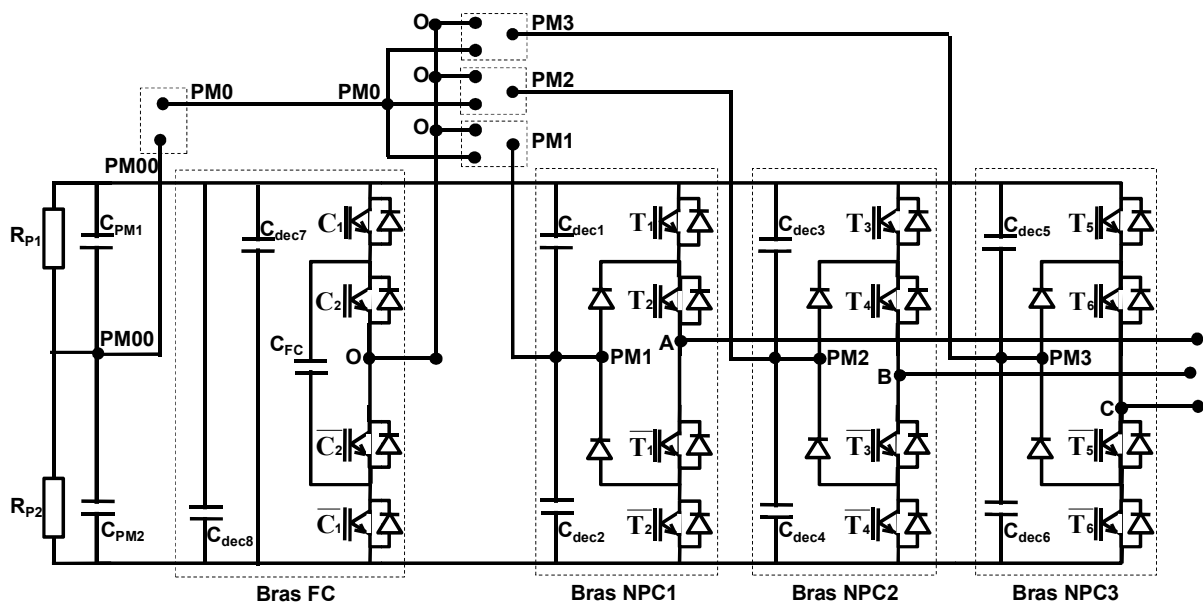


Fig.III.2 Schéma de la partie puissance de la maquette : convertisseur+bus continu

Les modules INFINEON dont les pins sont soudés à la surface de la plaque PCB sont vissés sur les radiateurs qui sont vissés à leur tour sous la plaque PCB comme le montre la figure Fig.III.3. Chaque bras est vissé sur un radiateur à part équipé d'un ventilateur.

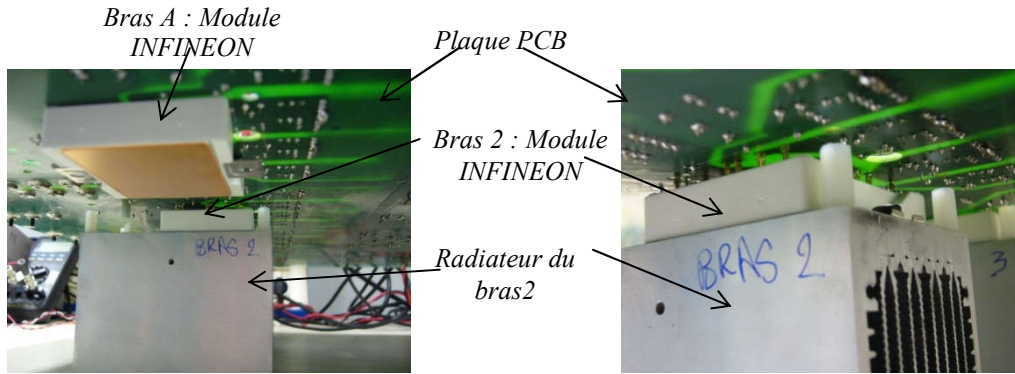


Fig.III.3 Photos du module IGBT « *INFINEON* » d'un bras *NPC* 3-niveaux fixé sur la surface du radiateur et soudé au-dessous de la plaque *PCB*

Chaque bras *NPC* est muni de deux condensateurs de découplage dont le rôle est de minimiser l'effet inductif des liaisons électriques. Ces condensateurs $C_{dec(i=1..6)}$ sont de type film polypropylène et ont pour valeur $C_{dec} = 3.3\mu F$. Une paire de deux condensateurs en série est montée en parallèle avec chaque bras avec une connexion commune au point milieu.

L'ensemble de ces six condensateurs forment la capacité C_{filtre} du filtre *LC* introduit entre les bras *NPC* et le bras *FC* (Cf Fig.II.20). Les deux condensateurs de découplage du bras *FC*, C_{dec7} et C_{dec8} sont montés en parallèle et leur valeur est $1.5\mu F$. La capacité flottante C_{FC} est un condensateur à film de valeur $40\mu F$ alors que les deux condensateurs du bus continu C_{PM1} et C_{PM2} sont de type électrolytique et ont pour valeur $6000\mu F$. R_{P1} et R_{P2} représentent deux paires de résistances en parallèle de valeur $47k\Omega$ chacune. Leur rôle est l'équilibrage du potentiel du point milieu capacitif. Le tableau Tab.III.1 récapitule les valeurs de tous les composants de la partie puissance.

Composant	Valeur
$C_{dec(i=1..6)}$	$3.3\mu F$
C_{dec7} et C_{dec8}	$1.5\mu F$
C_{PM1} et C_{PM2}	$6000\mu F$
R_{P1} et R_{P2}	$47k\Omega$
L_{filtre}	$50\mu H$

Tab.III.1 Valeurs des composants de la partie puissance de la maquette

Un bus-bar en cuivre est utilisé pour assurer la connexion entre les condensateurs électrolytiques et la maquette via deux fusibles rapides de protection compte-tenu de la dangerosité présentée par les condensateurs si un défaut de court-circuit apparaissait lors de la mise au point ou lors d'un essai (Fig.III.4).

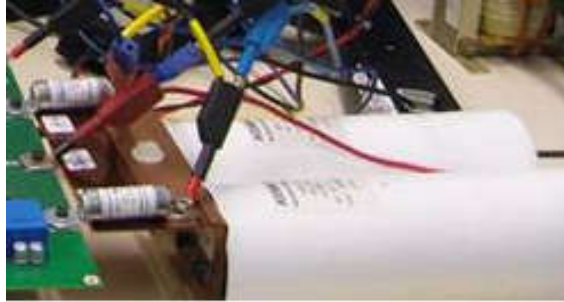


Fig.III.4 Photo du bus continu : deux condensateurs électrolytique « KEMET » + Bus-bar + Fusibles

Le prototype élaboré permet le fonctionnement soit en 3-bras de manière classique avec un potentiel point milieu capacitif, soit en 4-bras avec un potentiel point milieu généré par le 4^{ème} bras *FC*. Le basculement entre le fonctionnement 3-bras et le fonctionnement 4-bras est assuré par un système d'aiguillage (Cf. Fig.III.2):

- ✓ pour un fonctionnement 3 bras : les points *PM1*, *PM2* et *PM3* sont reliés au point *PM0*, qui doit être relié à son tour au point *PM00*.
- ✓ pour un fonctionnement 4-bras avec filtre *LC* entre les bras *NPC* et le bras *FC* : les points *PM00* et *PM0* sont séparés, les points *PM1*, *PM2* et *PM3* sont reliés au point *PM0*, et l'inductance du filtre L_{filtre} est branchée entre le point *PM0* et le point *O*.
- ✓ pour un fonctionnement 4-bras sans filtre *LC* entre les bras *NPC* et le bras *FC* : les points *PM00* et *PM0* sont séparés, les points *PM1*, *PM2* et *PM3* sont reliés au point *O*.

Toutes ces liaisons sont assurées par des petites plaques de cuivre.

Un capteur de courant isolé *LA35 NP* est connecté à la sortie de chaque bras, alors que trois capteurs de tensions isolés *LV-25 P* sont introduits pour mesurer la tension flottante V_{cap} et les deux demi-tensions du bus continu.

Deux opto-coupleurs sont connectés entre le point milieu et la sortie de chaque bras comme le montre la figure Fig.III.5. Le rôle de ces deux composants est de détecter les deux niveaux de tension $+E/2$ et $-E/2$ à la sortie du bras. La comparaison filtrée entre le signal de sortie de ces opto-coupleurs et les ordres de commandes des IGBT permet de détecter l'existence d'un défaut au niveau de l'interrupteur de puissance.

III.2.1.1 La partie commande :

La partie commande comprend cinq fonctionnalités :

- ✓ Protection contre les sur-intensités des courants de sortie du convertisseur : le courant capté est comparé à une valeur maximale définie à $50A$. Cette valeur maximale peut être ajustée grâce à un potentiomètre. En cas de dépassement de la valeur maximale, un signal de défaut est déclenché puis mémorisé et le système est forcé à l'arrêt. Le redémarrage nécessite de basculer la commande en mode Arrêt, de procéder à un reset (ou acquittement) des bascules de gestion des modes de marche et d'arrêt, puis finalement de basculer la commande en mode Marche. Toutes ces opérations sont volontairement laissées sous le contrôle de l'opérateur, qui réalise manuellement les différentes étapes.

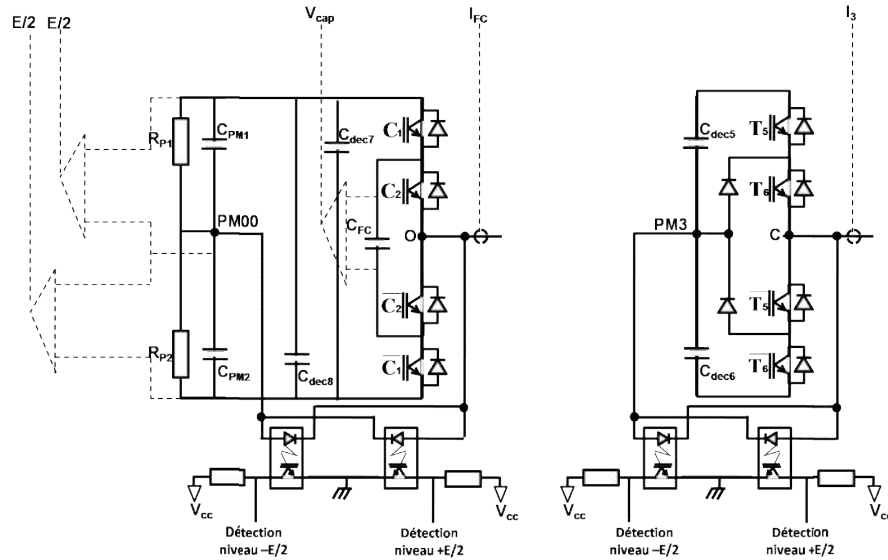


Fig.III.5 Schéma de principe du bras FC et du bras NPC avec les capteurs et les opto-coupleurs

✓ Détection de défaut IGBT : comme évoqué précédemment, cette détection est faite par la comparaison entre le niveau de tension à la sortie du bras et l'ordre de commande envoyé par le modulateur incluant le temps mort. Un filtre-passe bas permet de filtrer les impulsions parasites liées à une compensation toujours imparfaite des temps morts et temps de propagations et de valider la détection de l'erreur uniquement lors de son réel déclenchement. Une procédure de réaligement entre les deux signaux est nécessaire à l'aide de circuits monostables pour tenir compte des temps de propagation des drivers ($\approx 300ns$) et des temps de commutation des composants de puissance (de 50 à 200ns typiquement selon le point de fonctionnement). Ce réaligement est fastidieux car il est réalisé manuellement sur chaque ligne de commande. Il est réalisé sur un point de fonctionnement standard (ex. 15A crête). Lors de la mise au point, le non déclenchement de la protection doit bien être vérifié d'un fonctionnement à vide jusqu'au fonctionnement en pleine charge en raison de la grande variabilité des dv/dt (surtout au blocage des IGBT). La bande passante du filtre en sortie du comparateur permet de rendre plus robuste la protection sur toute la plage de fonctionnement aux dépens de la rapidité. La figure Fig.III.6 présente la simulation de la détection d'un défaut créé au niveau de l'IGBT T_1 .

✓ Introduction des temps mort. Le prototype permet soit la génération des seize ordres de commandes par la carte de commande, soit la génération par cette carte de huit ordres de commandes et les ordres complémentaires sont alors créés sur la carte de puissance. Dans le deuxième cas, deux circuits par bras qui permettent d'introduire le temps mort entre un signal de commande et son complémentaire sont soudés sur la plaque PCB. La valeur du temps mort est choisie à 1 μs en fixant les valeurs de la résistance et de la capacité de ces circuits.

✓ Drivers: deux drivers par bras de type *CONCEPT* sont utilisés. Chaque driver délivre une tension de commande et son complémentaire de -8V à +15V. Un circuit à base de diodes et de résistances permet de fixer la valeur des résistances de grille R_{g_on} et R_{g_off} . Chaque driver envoie un signal de défaut en cas de sous-alimentation du driver (ex. $V_{alim} < 12V$).

✓ Protection : les signaux de commande qui proviennent de la carte de commande ne sont appliqués qu'après activation d'un bouton Marche/Arrêt. Comme évoqué précédemment, en cas de défaut (défaut de sur-intensité de courant ou défaut driver), le convertisseur est automatiquement mis à l'arrêt (pas d'ordres de commande). Pour réactiver le système, il faut le réarmer à travers un bouton reset et réactiver le bouton Marche/Arrêt.

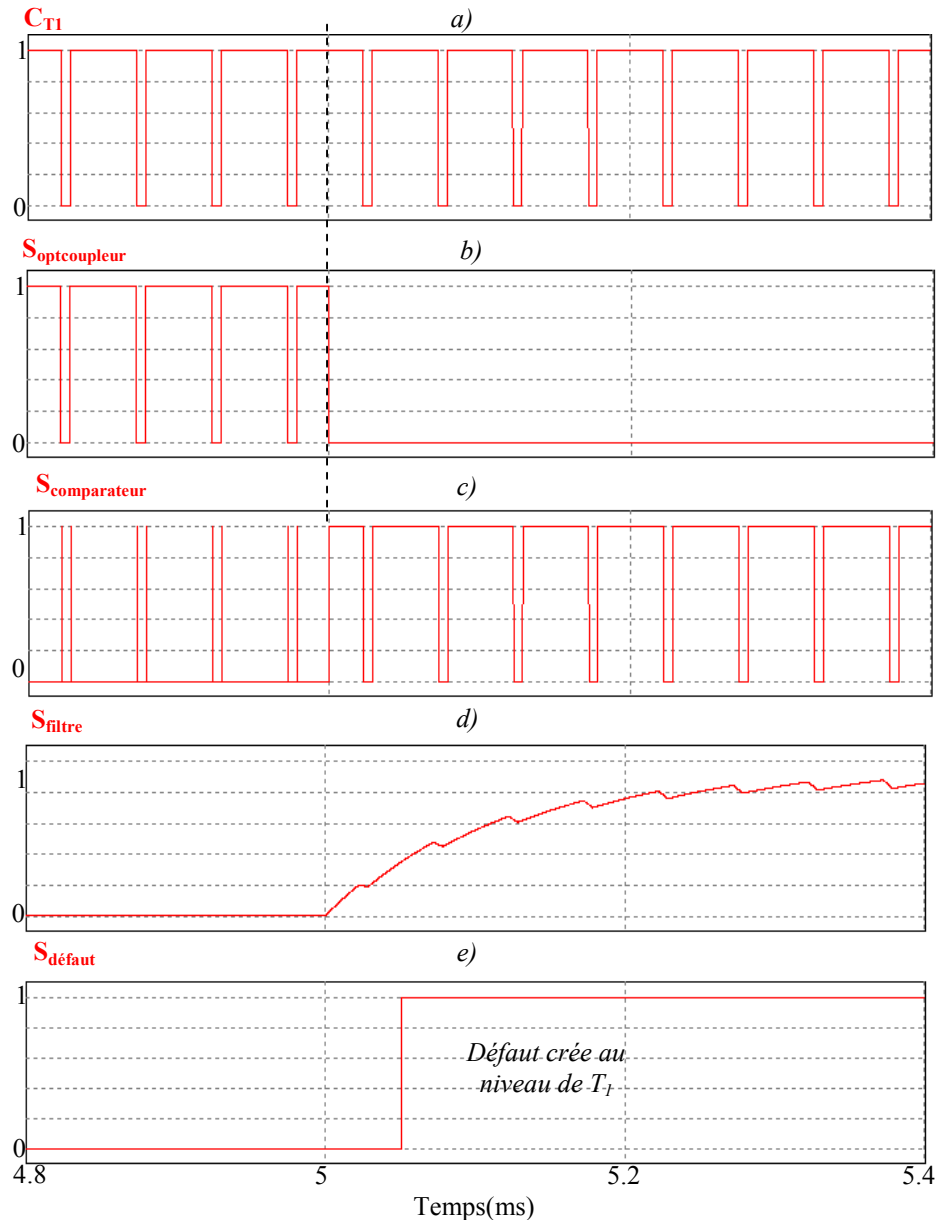


Fig.III.6 Simulation du circuit de détection du défaut : a) Signal de commande de l'IGBT C_{T1} , b) Signal à la sortie de l'optocoupleur $S_{optocoupleur}$, c) Signal de sortie du comparateur $S_{comparateur}$, d) Signal à la sortie du filtre S_{filtre} , e) Signal d'erreur S_{erreur}

III.2.2. La carte de commande

La cible numérique utilisée pour implémenter les algorithmes de commande élaborés dans le chapitre II est une carte à base d'un DSP (Digital Signal Processor) de type TMS320F2809 de Texas Instruments (Fig.III.7). Cette carte a été conçue et réalisée au laboratoire CITCEA. Ses caractéristiques sont :

- ✓ Fréquence d'horloge de 100Mhz
- ✓ CPU : 32 Bits
- ✓ Mémoire totale : 1M
- ✓ Tension d'alimentation : 24V

Chapitre III

✓ Niveau de tension des sorties numériques : 3.3V ou 5V

Elle présente :

✓ 8 sorties *MLI*

✓ 18 entrées/sorties numériques programmables

✓ 12 *ADC* (*Analog Digital Converter*) de 12 bits chacun : 6 *ADC* bipolaires (entrée numérique de -2.5V à 2.5V) et 6 *ADC* unipolaires (entrée numérique de 0V à 5V)

✓ 4 *DAC* (*Digital Analog Converter*) : plage de la tension de sortie : 0-10V

✓ un bus *JTAG* pour la communication avec l'ordinateur

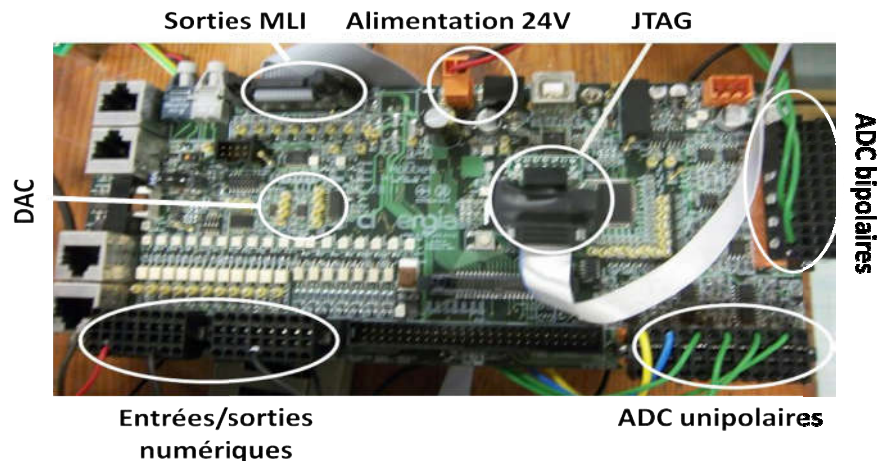


Fig.III.7 Photo de la carte de commande utilisée *TMS32F2809*

Les modules *MLI* doivent être programmés. Tout d'abord, il faut fixer la période T_{MLI} en définissant les paramètres du compteur (valeur initiale, valeur finale, méthode de comptage). Ensuite, la valeur du rapport cyclique est définie. Pour la *SVM*, il faut que le comptage soit croissant de 0 à $T_{MLI}/2$, et décroissant de $T_{MLI}/2$ à T_{MLI} .

Dans la programmation du *TMS320F2809*, le codage des nombres est fait avec le format « $I(x)Q(y)$ ». Dans ce format « x » désigne le nombre de bits avant la virgule et « y » le nombre de bits après la virgule. Par exemple pour une résolution sur quatre bits :

-un format $I(1)Q(3)$ donne : $X.XXX$. Sachant que le premier bit est un bit de signe, un tel format donne une plage de -1 à 0.875 avec une résolution de 2^{-3}

-un format $I(3)Q(1)$ donne : $XXX.X$. Le premier bit est toujours un bit de signe, un tel format donne une plage de -4 à 3.5 avec une résolution de 2^{-1} .

Il y a donc un compromis entre la plage et la résolution dans le choix de ce format. Nous avons décidé de travailler avec le format $I(11)Q(21)$ qui donne une plage de $\{-1023, (1024-4.7.10^{-7})\}$ et une résolution de $4.7.10^{-7}$. Ces valeurs sont acceptables pour notre application.

La programmation est faite en C avec le logiciel de développement *CodeComposer v5*.

III.3 Essais expérimentaux

La validation expérimentale des algorithmes développés dans le *Chapitre II* nécessite l'élaboration des tests sur les 4 bras avant de tester le fonctionnement du convertisseur. En plus, une vérification des différentes fonctionnalités de la maquette doit être faite.

Chapitre III

III.3.1. Tests

Dans un premier, et pour éviter tout risque d'erreurs éventuelles au niveau de la partie commande de la maquette, des tests ont été élaborés pour évaluer les temps de propagation des ordres de commandes issus de la cartes *DSP* jusqu'au niveau de la grille des IGBT, sans appliquer une tension du bus continu. Une fois que ces tests furent satisfaisants, nous sommes passés aux essais des bras sous tension.

III.3.1.1 Tests sans puissance

III.3.1.1.1 Temps morts

Avant la mise sous tension du convertisseur, l'état des tensions entre la grille et l'émetteur de l'IGBT V_{GE} à la sortie des drivers est vérifié. Le choix des résistances de grille R_g et des résistances du circuit de génération des signaux complémentaires a été fait de façon à avoir un temps mort égal à $1\mu s$ à l'amorçage et au blocage de l'interrupteur et de son complémentaire. D'après ces courbes de la figure Fig.III.8, le temps de propagation total (driver et circuit numérique d'adaptation des niveaux logiques) est de $592ns$.

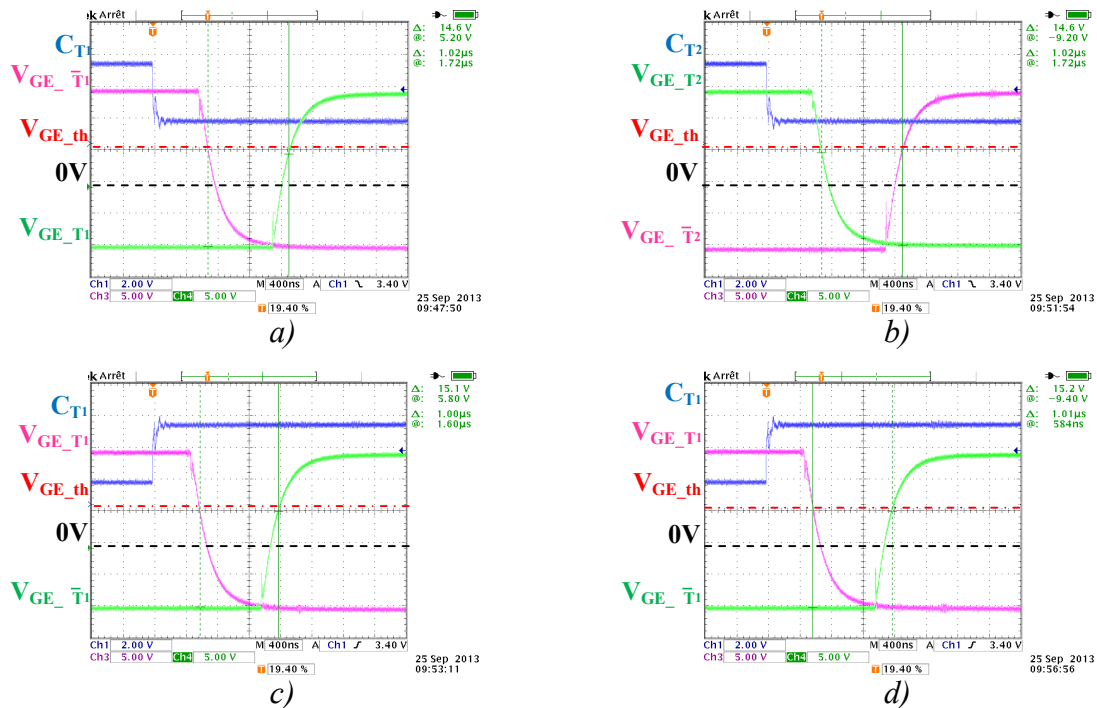


Fig.III.8 Tests des temps-morts : Signal de commande de l'IGBT T_i C_{Ti} , Tension de grille de l'IGBT T_i V_{GE_Ti} , Tension de grille de l'IGBT \bar{T}_i $V_{GE_T\bar{i}}$, Tension de seuil V_{GE_th} , a) Amorçage de T_1 , 2) Amorçage de T_2 , c) Blocage de T_1 , d) Blocage de T_2

III.3.1.1.2 Butées

Pour s'assurer que la tension V_{GE} atteint les valeurs $-8V$ et $15V$ de manière établie et donc stabilisée, il faut définir dans la commande des valeurs limites pour le rapport cyclique. Les valeurs adoptées sont : $\alpha_{max} = 0.92$ et $\alpha_{min} = 0.02$. Pour une période $T_{MLI} = 50\mu s$, des durées d'amorçage maximale de $46\mu s$ et une période minimale de $4\mu s$ sont obtenues comme le montre la figure Fig.III.9.

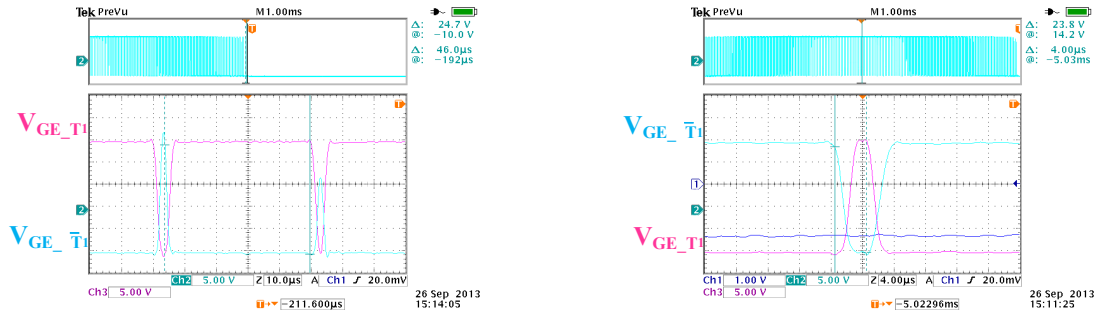


Fig.III.9 Détermination de la durée maximale et de la durée minimale de l'amorçage d'un IGBT : tension de gâchette V_{GE}

III.3.1.2 Tests avec puissance

Dans tous les essais avec puissance, la fréquence de découpage de tous les interrupteurs du convertisseur est égale à $F_{dec} = 20kHz$, et le temps mort est toujours égal à $1\mu s$.

III.3.1.2.1 Test des bras NPC

Chaque bras est testé sur deux étapes :

- ✓ en fonctionnement hacheur: pour tester les deux cellules du bras séparément (cellule high-side et cellule low-side autour du point milieu).
- ✓ en fonctionnement onduleur : pour tester le bras en entier.

a) Test fonctionnement hacheur

Ce test est fait par cellule. Pour tester la première cellule (T_1 et \bar{T}_1), l'IGBT T_2 est toujours à l'état *ON* et l'IGBT \bar{T}_2 est bloqué à l'état *OFF*. Le bus continu est branché entre le point $PM00$ et le point $V+$. Pour tester la deuxième cellule (T_2 et \bar{T}_2), l'IGBT T_1 est bloqué à l'état *OFF* et l'IGBT \bar{T}_1 est toujours à l'état *ON*. Le bus continu est branché entre le point $PM00$ et le point $V-$. Les deux montages pour ce test sont illustrés sur la figure Fig.III.10.

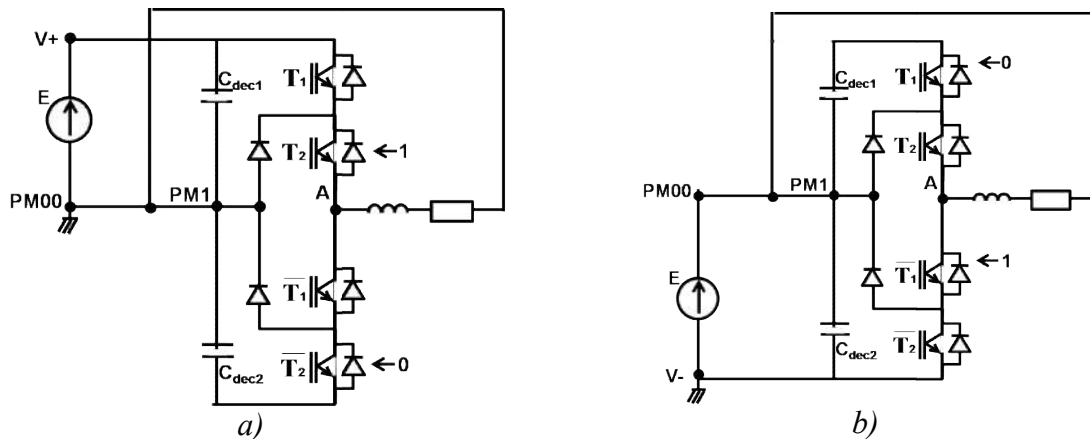


Fig.III.10 Schémas du montage pour les tests des bras NPC cellule par cellule: a) Test celle $T_1 - \bar{T}_1$, b) Test cellule $T_2 - \bar{T}_2$

Dans les deux cas, la charge est connectée entre la sortie du bras et le point milieu capacitif $PM00$. Le courant dans la charge est mesuré par une pince à effet hall dont la bande passante est de l'ordre de $120MHz$ et la tension par une sonde différentielle dotée d'une bande passante égale à $500MHz$.

Chapitre III

Le comportement des tensions V_{GE} et V_{CE} et les courants qui parcourent les IGBT est le même pour les deux cellules. Le temps de blocage est beaucoup plus important que le temps d'amorçage (presque trois fois), ce qui est prévisible compte tenu du faible courant de charge ($dv/dt_{\text{blocage}} \ll dv/dt_{\text{amorçage}}$). D'autre part, le courant qui parcourt l'IGBT présente des oscillations à l'amorçage et au blocage, avec un dépassement beaucoup plus important à l'amorçage. Ce dépassement est le résultat de l'addition du courant de recouvrement de la diode avec le courant charge I_A . On peut noter que la forme d'onde de tension au blocage présente une discontinuité en fin de commutation. A faible courant, la faible valeur du dv/dt conduit effectivement à un temps de charge de la capacité de sortie de l'IGBT C_{oss} pouvant être supérieur au temps mort. Dans ce cas, la commutation est finalisée par l'amorçage du transistor homologue. Par exemple, dans la figure Fig.III.11.b, le blocage de T_1 n'est pas terminé alors que \bar{T}_1 s'amorce.

Ces essais préliminaires ont été réalisés en mode *buck*, i.e. dévolteur. Dans ce cas les cellules de commutation mettent en jeu un seul transistor et une diode dans les phases dynamiques. Il s'agit de maille courte peu inductive. A l'inverse, si des essais en *boost*, i.e. survolteur avaient été faits, la maille équivalente présente deux fois plus de puces et donc deux fois plus de sections de wirebonding. Ce dernier correspond à la pire contrainte de commutation par une surtension au blocage supérieure au premier cas.

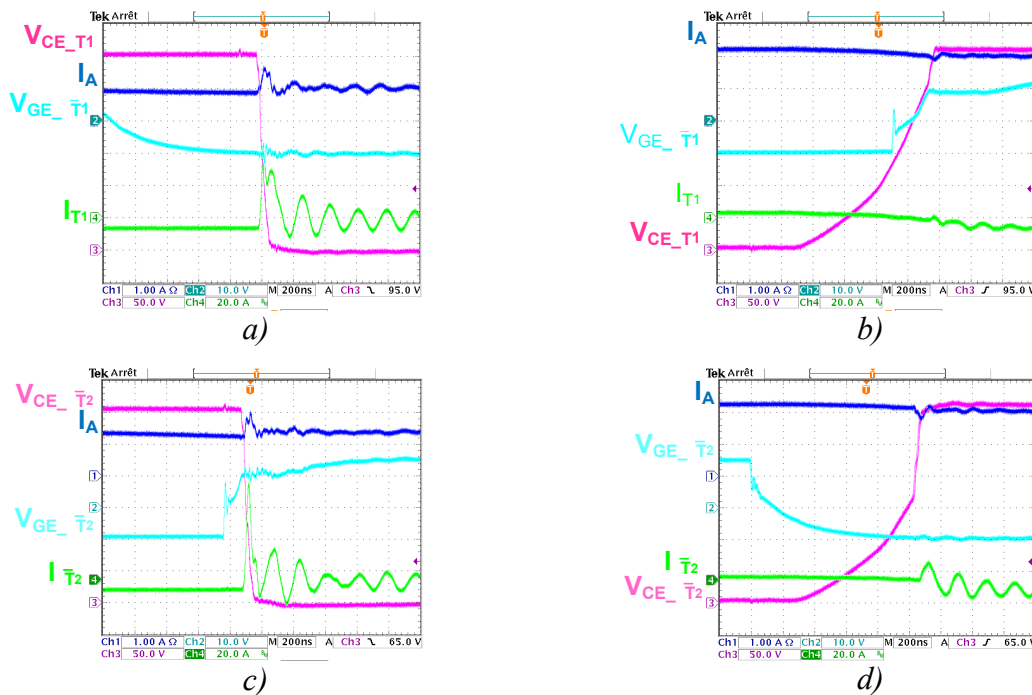


Fig.III.11 Tests des deux cellules du bras NPC en fonctionnement hacheur sous $E = 300V$, $R_{g_{on}} = 6.8\Omega$, $R_{g_{off}} = 3.3\Omega$: IGBT T_i : Tension V_{GE_Ti} , Tension V_{CE_Ti} , Courant I_{Ti} et Courant charge I_A : a) Amorçage de T_1 , b) Blocage de T_1 , c) Amorçage de \bar{T}_2 , d) Blocage de \bar{T}_2

b) Test fonctionnement onduleur

A présent, tout le bras est testé. La charge est toujours connectée entre la sortie du bras et le point milieu. Les signaux de commande sont générés à partir d'une MLI 3-niveaux décrite dans la figure Fig.III.12. Afin de sécuriser le basculement entre les deux cellules du bras, une bande morte de $500\mu s$ est introduite lors du passage de la modulante sinusoïdale par zéro.

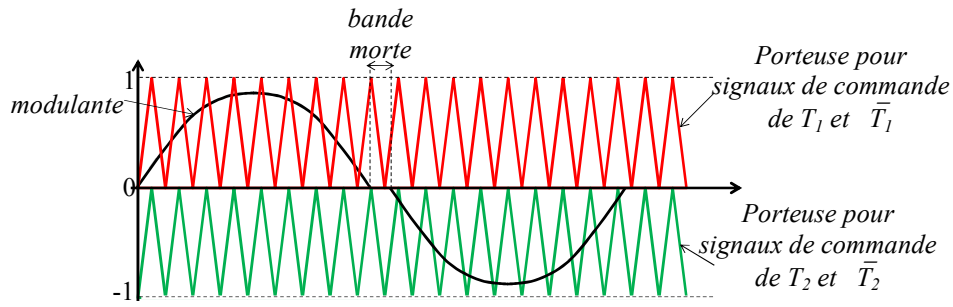


Fig.III.12 MLI 3-niveaux avec introduction d'une bande morte

L'effet de cette bande morte est visible au passage par zéro du courant charge I_A dans la figure Fig.III.13.a.

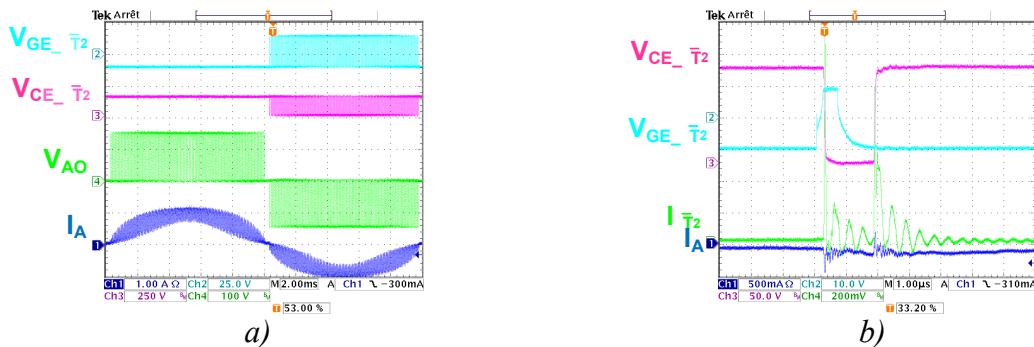


Fig.III.13 Test du bras NPC en fonctionnement onduleur sous $E = 300V$: a) Tension de grille de \bar{T}_2 $V_{GE_ \bar{T}_2}$, La tension aux bornes de \bar{T}_2 $V_{CE_ \bar{T}_2}$, La tension de phase V_{AO} et le courant charge I_A , b) Zoom sur le changement d'état de l'IGBT \bar{T}_2 : $V_{GE_ \bar{T}_2}$, $V_{CE_ \bar{T}_2}$, $I_{\bar{T}_2}$ et I_A

La tension de sortie sur 3-niveaux et le courant de sortie sinusoïdal montre le bon fonctionnement du bras. D'autres part, le courant de l'IGBT \bar{T}_2 présente deux pics : le premier est dû au courant de recouvrement, tandis que le deuxième est dû à l'amorçage de l'IGBT complémentaire T_2 . En fait, la tension aux bornes de ce dernier $V_{CE_ T_2}$ chute et force une charge brutale de la capacité de sortie de \bar{T}_2 pour que $V_{CE_ \bar{T}_2}$ augmente. Cette charge entraîne un pic de courant.

III.3.1.2.2 Test de connexion de deux bras NPC

Par la suite, nous avons procédé à un essai qui consiste à connecter deux bras NPC en différentiel. La charge RL est connectée entre les deux sorties de deux bras comme le montre la figure Fig.III.14.

Une MLI 3-niveaux entrelacée particulière a été mise en place pour la commande d'une telle structure. Cette MLI consiste à utiliser la même modulante pour les deux bras. Cependant, il faut déphaser les porteuses du bras 2 de 180° par rapport au à celle du bras 1 et croiser l'adressage des ordres de commande de ce deuxième bras. Les deux porteuses d'un même bras sont symétriques par rapport à l'axe 0.

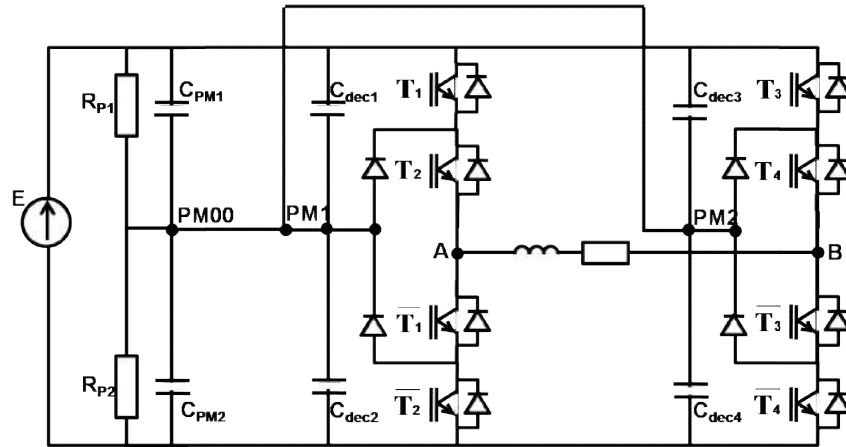


Fig.III.14 Schéma du montage pour le test de connexion de deux bras NPC

La figure Fig.III.15 décrit cette MLI.

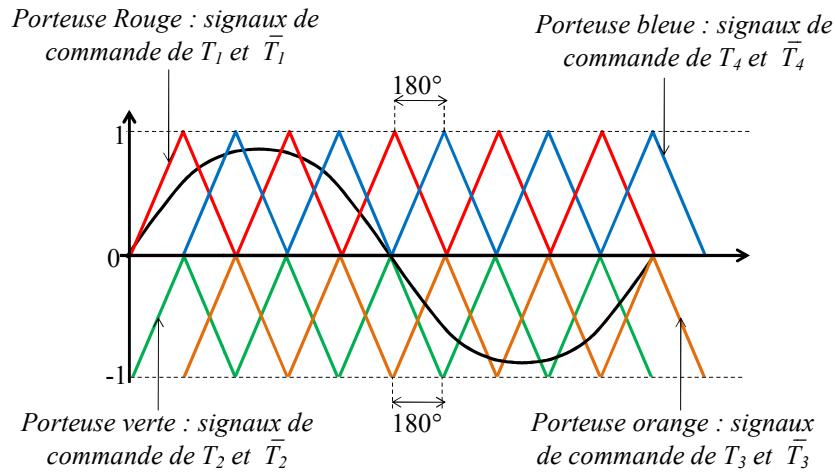


Fig.III.15 MLI 3-niveaux entrelacée pour tester deux bras NPC

La figure Fig.III.16 montre que le courant qui circule dans la charge et entre les deux bras NPC est bien sinusoïdal. Aussi les deux tensions de chaque bras sont sur 3-niveaux avec un déphasage de 180° entre eux. Enfin, la tension entre phases est sur cinq niveaux et symétrique. Nous pouvons conclure que la connexion des deux bras NPC a bien fonctionné.

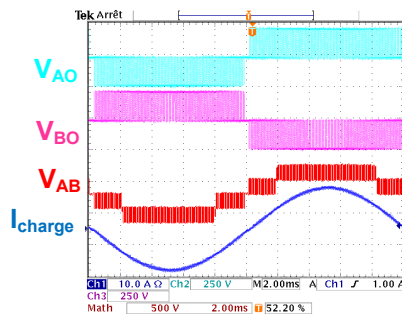


Fig.III.16 Connexion de deux bras NPC sous $E = 400V$: Tension de phase V_{AO} , Tension de phase V_{BO} , tension entre phases V_{AB} , Courant charge I_{charge}

Chapitre III

La structure en pont permet aussi un fonctionnement hacheur sans crainte sur l'instabilité du point milieu car la composante continue ramenée par un bras et compensée par celle de l'autre bras au niveau du point milieu.

III.3.1.2.3 Test du bras FC

Pour tester le bras FC en fonctionnement générateur de potentiel point milieu, le rapport cyclique est fixé à 0.5 et un filtre RLC est branché en parallèle avec le bras (Fig.III.17) pour une régulation passive de la tension de sortie pour qu'elle soit égale à $E/2$.

Ce filtre est dimensionné de façon à avoir une fréquence de résonance série égale à la fréquence de commutation des interrupteurs du bras, soit $20kHz$. Cette fréquence apparaît uniquement en présence d'un déséquilibre et permettra de charger le condensateur pour stabiliser V_{cap} à $E/2$.

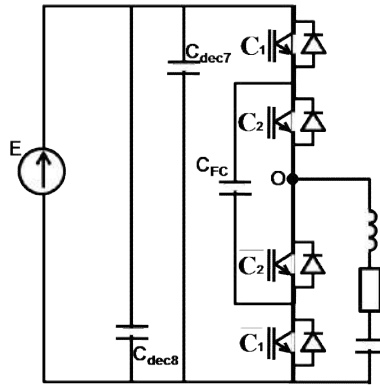


Fig.III.17 Schéma du montage du test du bras FC

La figure Fig.III.18 montre que la régulation passive fonctionne parfaitement puisque la tension de sortie est égale à $E/2$ ($100V$). Les deux tensions aux bornes des IGBT supérieurs sont complémentaires et commutent entre 0 et $E/2$. La durée de l'amorçage d'un interrupteur est égale à $T_{MLI}/2$ - temps-mort, soit $24\mu s$.

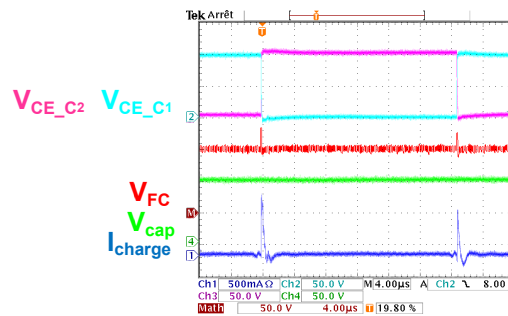


Fig.III.18 Test bras FC sous $E = 100V$: Zoom sur le changement d'états des IGBT C_1 et C_2 : Tension aux borne de l'IGBT C_1 V_{CE_C1} , Tension aux borne de l'IGBT C_2 V_{CE_C2} , Tension de sortie du bras FC V_{FC} , Tension aux bornes de la capacité flottante V_{cap} , Courant de charge I_{charge}

III.3.1.2.4 Test du filtre LC : connexion bras FC -bras NPC

La figure Fig.III.19 montre la validation de la connexion du bras FC avec un bras NPC via le filtre de second ordre LC . Les impulsions à deux fois la fréquence de commutation ($2 \times 20 kHz$) au niveau de la tension V_{FC} causées par le temps mort des modules IGBT du bras FC , ont été filtrées. En effet, seule la composante basse fréquence (la fréquence de modulation, i.e. $50Hz$)

Chapitre III

est présente au niveau de la tension V_{NPC} . Nous remarquons ce résultat que le signe de la tension résiduelle en sortie du bras FC est lié au signe du courant dans la charge. La fluctuation basse-fréquence au point milieu δV_{FC} est directement liée à la chute de tension au cours du temps mort comme le montre l'équation (III.1)

$$\delta V_{FC} = E \cdot T_m \cdot F_{temps_mort} = 300V \cdot 1\mu s \cdot 40kHz = 12V \quad (III.1)$$

Avec T_m est la valeur du temps mort et F_{temps_mort} est la fréquence des pulses causés par le temps mort des IGBT du bras FC .

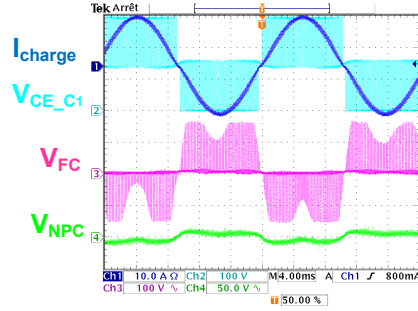


Fig.III.19 Test de connexion bras FC -bras NPC via le filtre LC sous $E = 300V$: Courant charge I_{charge} , Tension aux bornes de l'IGBT C_1 V_{CE_C1} , Tensions de sortie du bras FC V_{FC} , Tension d'entrée des bras NPC V_{NPC}

III.3.1.2.5 Test de la protection contre la surintensité du courant charge

Pour vérifier le fonctionnement de la protection contre la surintensité, le potentiomètre est réglé de façon à déclencher l'arrêt système lorsque le courant charge dépasse $15A$. La figure Fig.III.20 montre que la surintensité a été détectée. De plus, le déclenchement de l'arrêt système est bien déclenché du moment où les ordres de commande sont inhibés.

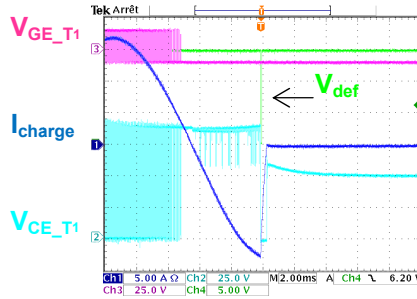


Fig.III.20 Test de protection contre les surintensités de courant charge sous $E = 200V$: IGBT T_1 : Tension de gâchette V_{GE_T1} , Tension aux bornes V_{CE_T1} , Courant de charge I_A et Signal de défaut V_{def} .

III.3.2. Essais en triphasé

Une fois les tests sur le fonctionnement des bras validés, nous sommes passés aux essais expérimentaux avec les algorithmes élaborés. Dans cette partie, la détection du défaut et la reconfiguration hardware post-défaut ne sont pas traitées. En effet, l'isolation du bras censé être défaillant et la connexion de la phase correspondante au point milieu se fait par l'ouverture des interrupteurs externes (T_1 et \bar{T}_2) et la fermeture des interrupteurs internes (T_2 et \bar{T}_1). Dans un premier temps, le convertisseur est testé en boucle ouverte avec une

Chapitre III

commande *MLI* sinus triangle. Ensuite, la *SVM* élaborée dans le *chapitre II* est appliquée. Enfin, la régulation en boucle fermée du courant sera validée.

Durant tous ces essais, nous avons la même fréquence de découpage (20 kHz) et le même temps mort (1 μ s).

III.3.2.1 Essai avec une commande *MLI* en boucle ouverte:

Pour une *MLI* sinus triangle, et pour un système triphasé, le passage du mode normal au mode dégradé (1-3-3) nécessite la modification des phases des modulantes. Les phases non défaillantes doivent être déphasées de 60° comme le montre la figure Fig.III.21.

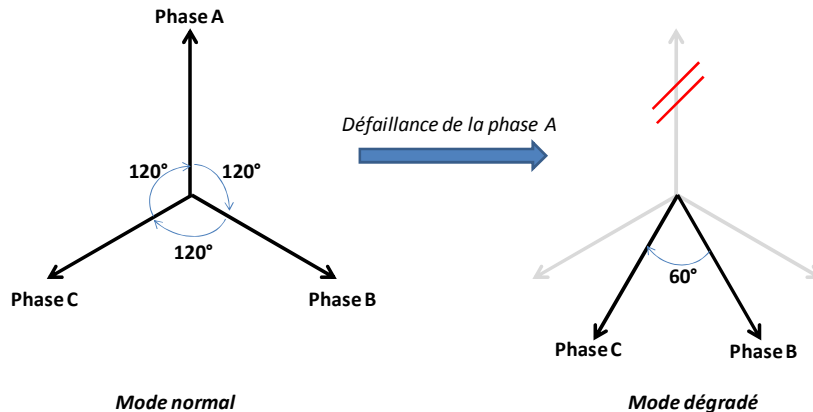


Fig.III.21 Modification des modulantes d'une commande *MLI* après la connexion d'une phase au point milieu

En pratique, il est plus commode de garder la modulante de la phase *B*, et de changer la modulante de la phase *C* de façon qu'elle soit égale à l'opposé de la modulante de la phase *A* (Fig.III.22).

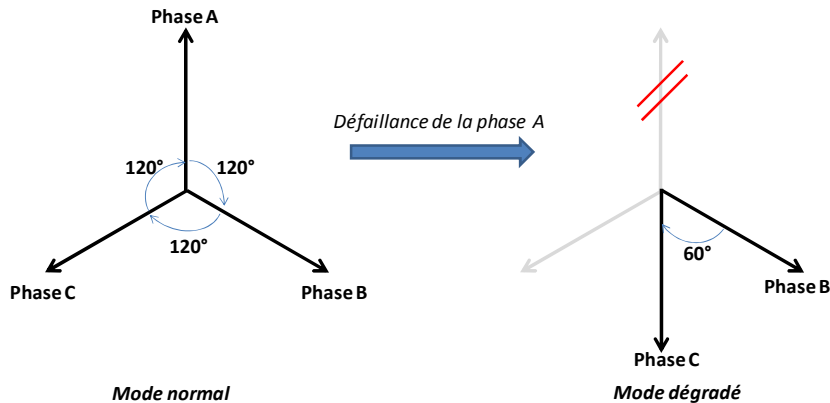


Fig.III.22 Nouvelle modification des modulantes d'une commande *MLI* après la connexion d'une phase au point milieu adoptée lors des essais expérimentaux

En revanche, cette modification ne doit pas se faire à n'importe quel instant. En effet, il faut s'assurer qu'on ne soit pas en présence d'un état interdit (état 1-0-0-1) au niveau des IGBT lors de la modification de la modulante de la phase *C*. Lorsque les modulantes des phases *A* et *C* sont de mêmes signes, ce risque n'a pas lieu. Par contre, lorsqu'elles sont de signes différents, il faut prévoir des précautions pour éviter ce risque. La solution la plus facile consiste à définir une bande morte qui sera activée lors de la détection du défaut. Durant cette

Chapitre III

bande morte, tous les ordres de commande sont inhibés. A la fin de la bande, la modification de la modulante de la phase C est établie. Ainsi, l'état interdit est évité. La figure Fig.III.23 illustre cette technique.

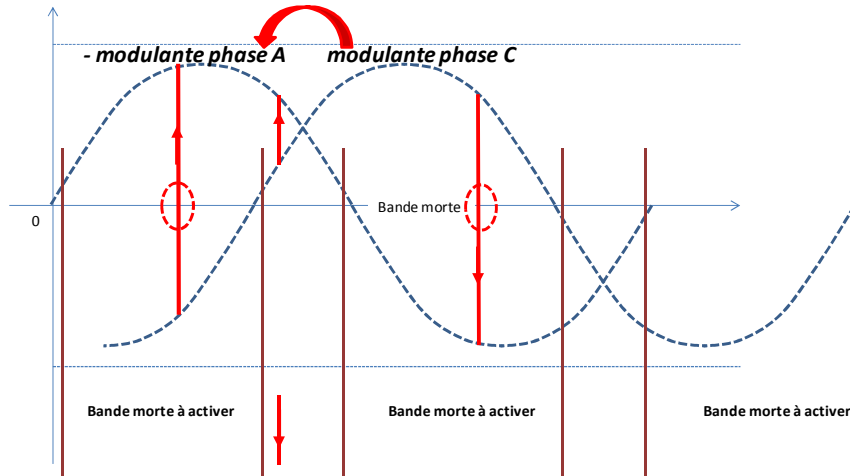


Fig.III.23 Bande morte introduite lors de la modification des modulantes

Cette technique doit être appliquée aussi lors du passage du mode dégradé au mode sain.

La figure Fig.III.24 donne les courbes des tensions simples lors des passages entre les deux modes dans les deux sens. La bande morte au niveau de la tension de la phase C lors du changement du mode de fonctionnement est visible. Durant toute cette bande ($200\mu s$), cette tension est nulle. Tandis que la tension de la phase A s'annule instantanément lors de déclenchement du mode dégradé. La tension de la phase B reste quant à elle inchangée. La tension de la phase A reprend la modulation sur les trois niveaux ($E/2$, $-E/2$, 0) à l'instant même du déclenchement du mode normal.

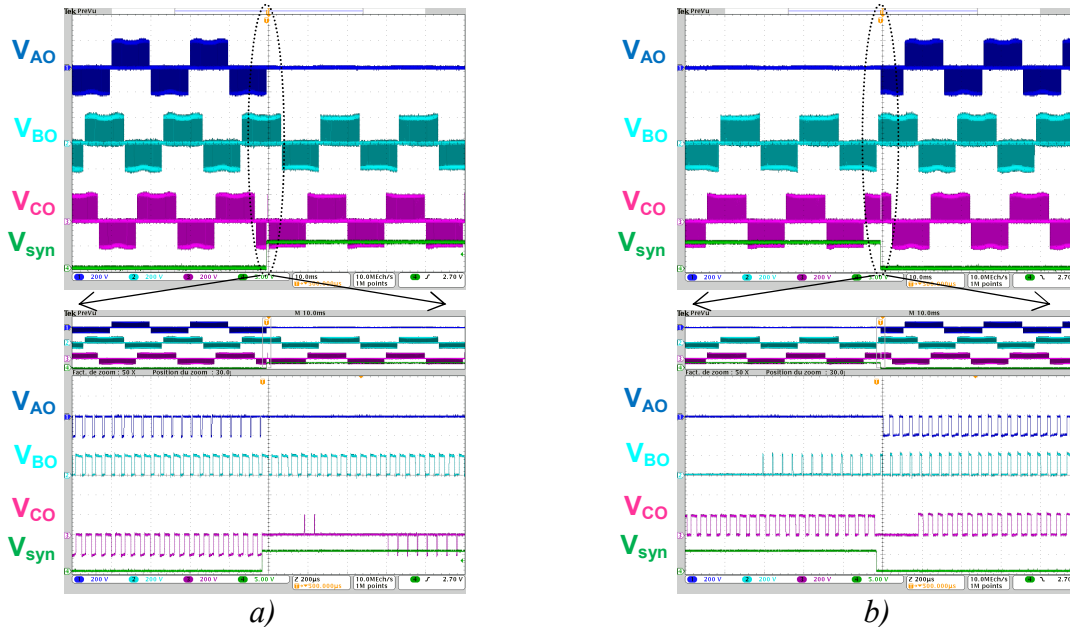


Fig.III.24 Essai en triphasé avec charge RL sous $E = 400V$: les tensions simples V_{AO} , V_{BO} et V_{CO} et le signal de synchronisation du défaut V_{syn} : a) Passage du mode sain au mode dégradé, b) Passage du mode dégradé au mode sain

Chapitre III

Les courbes des trois courants de charge de la figure Fig.III.25 montrent l'absence d'un dépassement lors du passage d'un mode à l'autre. Aussi, les trois courants forment un système triphasé équilibré en fonctionnement défaillant, avec une réduction de 50% de leur amplitude (de 10A à 5A).

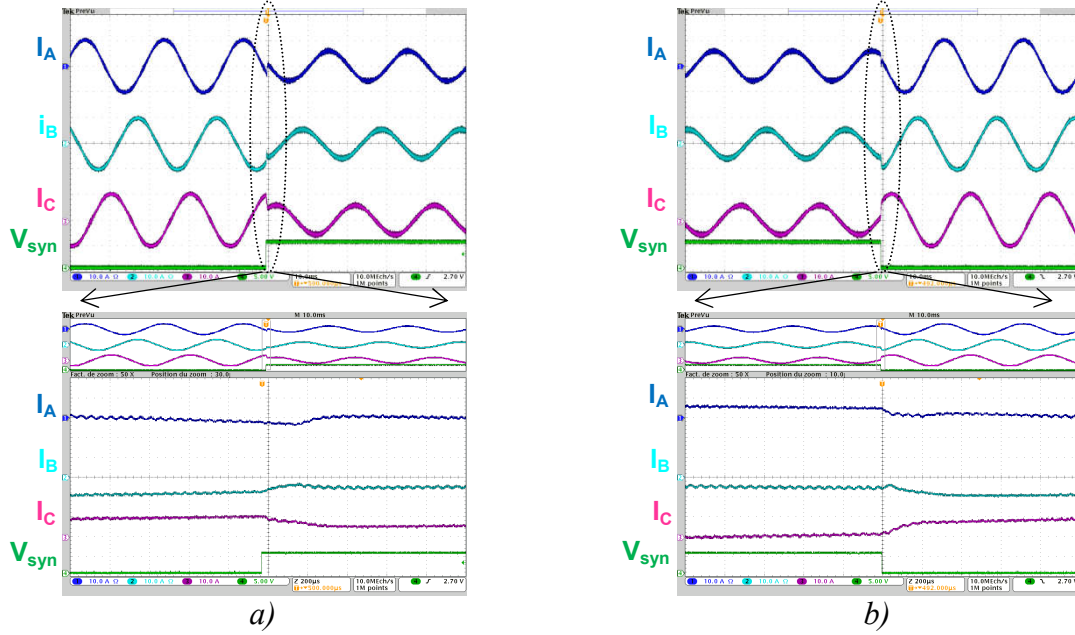


Fig.III.25 Essai en triphasé avec charge RL sous $E = 400V$: les courants charges I_A , I_B et I_C et le signal de synchronisation du défaut V_{syn} : a) Passage du mode sain au mode dégradé, b) Passage du mode dégradé au mode sain

Le basculement en mode dégradé n'influe pas la tension à l'entrée de l'onduleur NPC V_{NPC} qui reste constante et égale à $E/2$ (i.e. $200V$) avec une ondulation négligeable comme le montre la figure Fig.III.26. En outre, la tension du bras FC , V_{FC} présente des encoches à $\pm E/2$ dans les deux modes, mais avec une composante basse fréquence égale à trois fois la fréquence de modulation (i.e. $150Hz$) en mode normal, et égale à la fréquence de modulation ($50Hz$, i.e.) en mode dégradé.

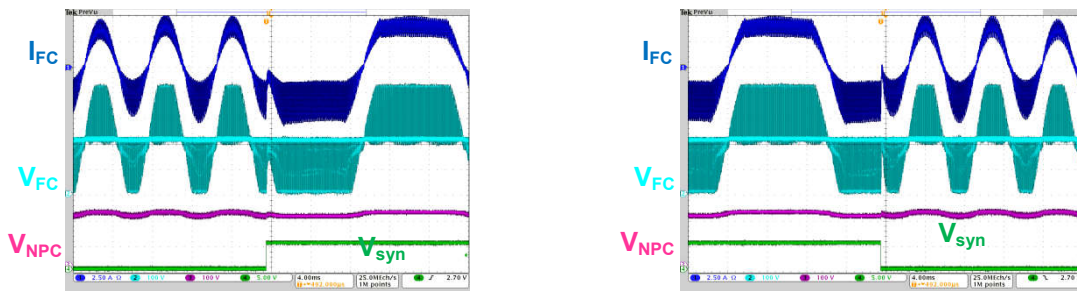


Fig.III.26 Essai en triphasé avec charge RL sous $E = 400V$: Courant de sortie du bras FC I_{FC} , Tension de sortie du bras FC V_{FC} , Tension d'entrée des bras NPC V_{NPC} et le Signal de synchronisation du défaut V_{syn} : a) Passage du mode sain au mode dégradé, b) Passage du mode dégradé au mode sain

Ce changement de fréquence est lié au changement de la fréquence du courant I_{NPC} . En effet, le courant I_{NPC} est égal au courant d'une phase lorsque celle-ci est connectée au point milieu. L'expression de I_{NPC} en mode de fonctionnement normal est donc :

$$I_{NPC} = (C_{T_2} - C_{T_1})I_A + (C_{T_4} - C_{T_3})I_B + (C_{T_6} - C_{T_5})I_C \quad (III.2)$$

Chapitre III

La composante basse fréquence (fréquence de modulation F_{mod}) de la fonction $C_{T1}(t)$ est égale à la modulante de la phase $A M_I(t)$ dans la première demi période de modulation, et est nulle dans la deuxième demi-période. Alors que la composante basse fréquence de la fonction $C_{T2}(t)$ est nulle dans la première demi-période de modulation, et est égale à la modulante dans la deuxième demi période. Ceci est vrai pour (C_{T3}, C_{T4}) et (C_{T5}, C_{T6}) .

$$(C_{T1}(t))_{BF} = M_1(t) = \sin \omega t \text{ si } 0 < t < \pi \quad (\text{III.3})$$

$$(C_{T1}(t))_{BF} = 0 \quad \text{si } \pi < t < 2\pi \quad (\text{III.4})$$

$$(C_{T2}(t))_{BF} = 0 \quad \text{si } 0 < t < \pi \quad (\text{III.5})$$

$$(C_{T2}(t))_{BF} = M_1(t) = \sin \omega t \text{ si } \pi < t < 2\pi \quad (\text{III.6})$$

L'expression de $(C_{T2} - C_{T1})$ en régime basse fréquence est donc :

$$(C_{T2}(t) - C_{T1}(t))_{BF} = 1 - |\sin \omega t| \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$$\omega = 2\pi F_{mod} \quad (\text{III.8})$$

La composante basse fréquence de I_{NPC} est donc égale à :

$$(I_{NPC})_{BF} = (1 - |\sin \omega t|)I_A + \left(1 - \left|\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right|\right)I_B + \left(1 - \left|\sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)\right|\right)I_C \quad (\text{III.9})$$

$$(I_{NPC})_{BF} = (-|\sin \omega t|)I_A + \left(-\left|\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right|\right)I_B + \left(-\left|\sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)\right|\right)I_C \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$I_A = \|I\| \sin \omega t \quad (\text{III.11})$$

$$I_B = \|I\| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.12})$$

$$I_C = \|I\| \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{III.13})$$

La valeur absolue de la fonction sinus varie selon l'intervalle de ωt :

Si $0 < \omega t < \pi/3$

$$|\sin \omega t| = \sin \omega t \quad (\text{III.14})$$

$$\left|\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right| = \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.15})$$

$$\left|\sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)\right| = -\sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{III.16})$$

Si $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$:

Chapitre III

$$|\sin \omega t| = \sin \omega t \quad (\text{III.17})$$

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| = -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.18})$$

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \right| = -\sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{III.19})$$

Si $2\pi/3 < \omega t < \pi$:

$$|\sin \omega t| = \sin \omega t \quad (\text{III.20})$$

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| = -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.21})$$

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \right| = -\sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{III.22})$$

Si $\pi < \omega t < 4\pi/3$:

$$|\sin \omega t| = -\sin \omega t \quad (\text{III.23})$$

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| = -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.24})$$

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \right| = \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{III.25})$$

Si $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$:

$$|\sin \omega t| = -\sin \omega t \quad (\text{III.26})$$

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| = \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.27})$$

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \right| = \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{III.28})$$

Si $5\pi/3 < \omega t < 2\pi$:

$$|\sin \omega t| = -\sin \omega t \quad (\text{III.29})$$

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| = \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.30})$$

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \right| = -\sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{III.31})$$

L'expression de $(I_{NPC})_{BF}$ dépend donc de ωt :

Si $0 < \omega t < \pi/3$

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\|(I_{NPC})_{BF_1} = \|I\| \left[(\sin(\omega))^2 + \left(\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right)^2 - \left(\sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \right)^2 \right] \quad (\text{III.32})$$

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\|(I_{NPC})_{BF_1} = \|I\| \left[-\frac{1}{2} - \sin\left(2\omega t + \frac{7\pi}{6}\right) \right] \quad (\text{III.33})$$

Chapitre III

si $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$:

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\|(I_{NPC})_{BF_2} = \|I\| \left[(\sin(\omega))^2 - \left(\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right)^2 - \left(\sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \right)^2 \right] \quad (\text{III.34})$$

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\|(I_{NPC})_{BF_2} = \|I\| \left[\frac{1}{2} + \sin\left(2\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (\text{III.35})$$

Si $2\pi/3 < \omega t < \pi$:

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\|(I_{NPC})_{BF_3} = \|I\| \left[(\sin(\omega))^2 - \left(\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right)^2 + \left(\sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \right)^2 \right] \quad (\text{III.36})$$

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\|(I_{NPC})_{BF_3} = \|I\| \left[-\frac{1}{2} + \sin\left(2\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) \right] \quad (\text{III.37})$$

Si $\pi < \omega t < 4\pi/3$:

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\|(I_{NPC})_{BF_4} = \|I\| \left[-(\sin(\omega))^2 - \left(\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right)^2 + \left(\sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \right)^2 \right] \quad (\text{III.38})$$

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\|(I_{NPC})_{BF_4} = \|I\| \left[\frac{1}{2} + \sin\left(2\omega t + \frac{7\pi}{6}\right) \right] \quad (\text{III.39})$$

Si $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$:

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\|(I_{NPC})_{BF_5} = \|I\| \left[-(\sin(\omega))^2 + \left(\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right)^2 + \left(\sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \right)^2 \right] \quad (\text{III.40})$$

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\|(I_{NPC})_{BF_5} = \|I\| \left[-\frac{1}{2} - \sin\left(2\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (\text{III.41})$$

Si $5\pi/3 < \omega t < 2\pi$:

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\|(I_{NPC})_{BF_6} = \|I\| \left[-(\sin(\omega))^2 + \left(\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right)^2 - \left(\sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \right)^2 \right] \quad (\text{III.42})$$

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\|(I_{NPC})_{BF_6} = \|I\| \left[\frac{1}{2} - \sin\left(2\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) \right] \quad (\text{III.43})$$

La concaténation de ces six signaux donne un signal de fréquence égale à $3 F_{mod}$ comme le montre la figure Fig.III.27.

En mode dégradé, la phase défaillante A est en permanence connectée au point milieu. L'expression de $(I_{NPC})_{BF}$ devient donc :

$$(I_{NPC})_{BF} = I_A + \left(1 - \left| \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right| \right) I_B + \left(1 - \left| \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \right| \right) I_C \quad (\text{III.44})$$

$$(I_{NPC})_{BF} = \left(- \left| \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right| \right) I_B + \left(- \left| \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \right| \right) I_C \quad (\text{III.45})$$

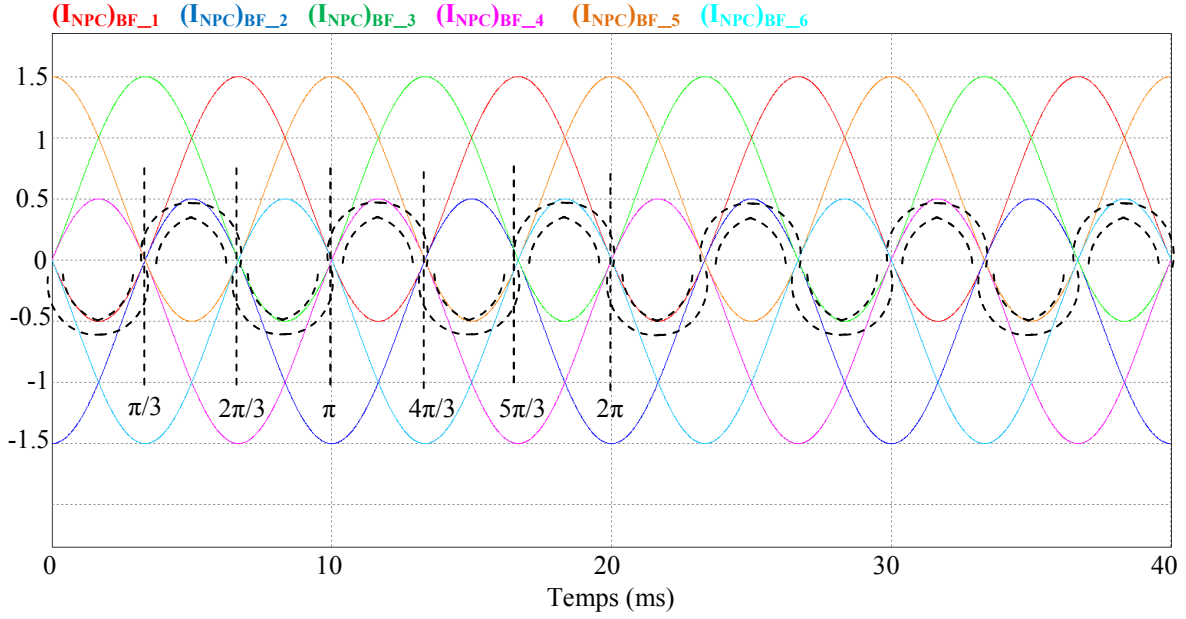


Fig.III.27 Concaténation des signaux $(I_{NPC})_{BF_i}$ $i=1..6$

Comme pour le cas du mode normal, $(I_{NPC})_{BF}$ dépend de ωt :

Si $0 < \omega t < \pi/3$ ou $5\pi/3 < \omega t < 2\pi$:

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| = \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.46})$$

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \right| = -\sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{III.47})$$

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\| (I_{NPC})_{BF_1} = \|I\| \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(2\omega t + \pi) \right] \quad (\text{III.48})$$

Si $\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$:

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| = -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.49})$$

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \right| = -\sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{III.50})$$

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\| (I_{NPC})_{BF_2} = \|I\| \left[1 - \frac{1}{2} \sin\left(2\omega t + \frac{3\pi}{2}\right) \right] \quad (\text{III.51})$$

Si $2\pi/3 < \omega t < 4\pi/3$:

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right| = -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.52})$$

$$\left| \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \right| = \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{III.53})$$

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\|(I_{NPC})_{BF_3} = \|I\| \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(2\omega t + \pi) \right] \quad (\text{III.54})$$

Si $4\pi/3 < \omega t < 5\pi/3$:

$$\left| \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \right| = \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{III.55})$$

$$\left| \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \right| = \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \quad (\text{III.56})$$

$$(I_{NPC})_{BF} = \|I\|(I_{NPC})_{BF_4} = \|I\| \left[-1 + \frac{1}{2} \sin\left(2\omega t + \frac{3\pi}{2}\right) \right] \quad (\text{III.57})$$

La concaténation de ces quatre signaux donne un signal de fréquence égale à F_{mod} comme le montre la figure Fig.III.28.

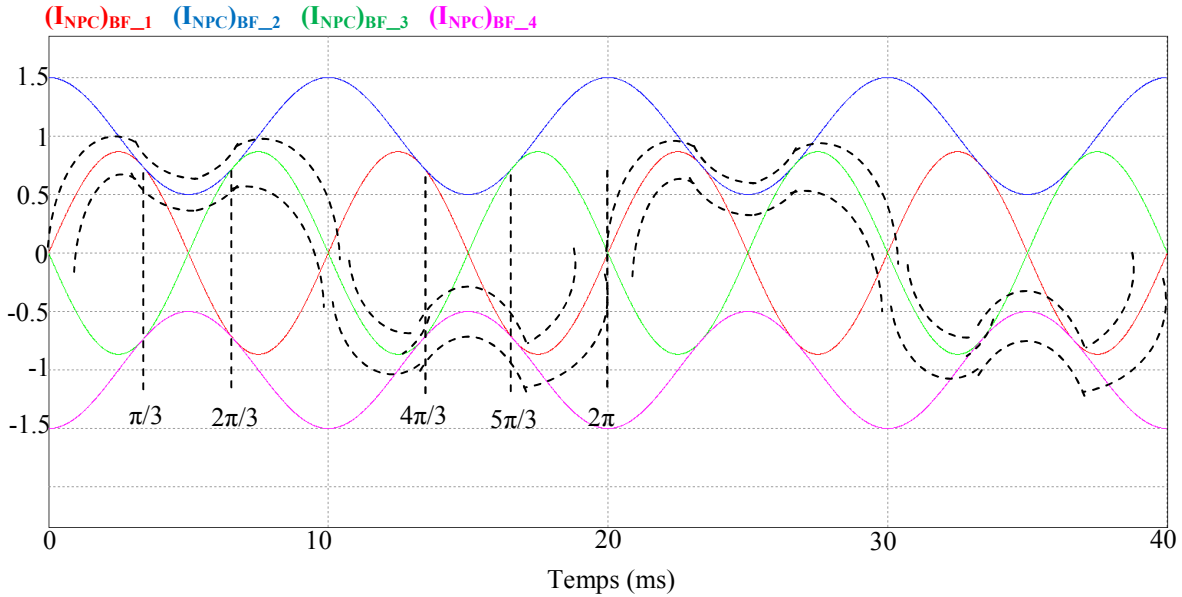


Fig.III.28 Concaténation des signaux $(I_{NPC})_{BF_i}$ $i=1..4$

En conclusion, le convertisseur triphasé 4-bras assure bien la continuité de service après la perte du bras *A* avec une commande *MLI* en boucle ouverte avec une réduction de 50% de la puissance, sans dépassement au niveau des courants charge et sans risque de court-circuit des du bus continu à l'instant du passage au mode post-défaut grâce à la bande morte introduite lors des modifications des modulantes.

III.3.2.2 Essai avec une commande *SVM* en boucle ouverte

Contrairement à la *MLI*, la commande *SVM* en boucle ouverte ne nécessite pas une modification des modulantes pour passer en mode dégradé. La démonstration mathématique de ce résultat est la suivante :

Soient les modulantes en mode normal :

$$V_{A_ref} = V_m \sin(\omega t) \quad (\text{III.58})$$

Chapitre III

$$V_{B_ref} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.59})$$

$$V_{C_ref} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{III.60})$$

Le vecteur spatial en mode normal est :

$$V_s = \frac{2}{3} \left[(V_{AN}) + e^{j\frac{2\pi}{3}} (V_{BN}) + e^{j\frac{4\pi}{3}} (V_{CN}) \right] = V_m [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)] \quad (\text{III.61})$$

Soient les modulantes en mode dégradé :

$$V'_{A_ref} = V'_m \sin(\omega t + \varphi_A) \quad (\text{III.62})$$

$$V'_{B_ref} = V'_m \sin(\omega t + \varphi_B) \quad (\text{III.63})$$

$$V'_{C_ref} = V'_m \sin(\omega t + \varphi_C) \quad (\text{III.64})$$

Le vecteur spatial en mode dégradé est :

$$V'_s = \frac{2}{3} \left[(V'_{AN}) + e^{j\frac{2\pi}{3}} (V'_{BN}) + e^{j\frac{4\pi}{3}} (V'_{CN}) \right] \quad (\text{III.65})$$

Pour que la continuité de fonctionnement soit assurée après l'isolation d'un bras et la connexion de la phase correspondante au point milieu O , il faut que :

$$V_s = V'_s \quad (\text{III.66})$$

Pour que le système reste triphasé équilibré (la charge étant toujours équilibrée) après défaut, il faut que :

$$V'_{AN} + V'_{BN} + V'_{CN} = 0 \quad (\text{III.67})$$

Donc :

$$V'_{AN} = -V'_{BN} - V'_{CN} \quad (\text{III.68})$$

L'expression du vecteur spatial devient :

$$V'_s = \frac{2}{3} \left[-(V'_{BN}) - (V'_{CN}) + e^{j\frac{2\pi}{3}} (V'_{BN}) + e^{j\frac{4\pi}{3}} (V'_{CN}) \right] \quad (\text{III.69})$$

$$V'_s = \frac{2}{3} \left[(V'_{BN}) \left[e^{j\frac{2\pi}{3}} - 1 \right] + (V'_{CN}) \left[e^{j\frac{4\pi}{3}} - 1 \right] \right] \quad (\text{III.70})$$

Cette expression du vecteur spatial peut s'écrire sous cette forme :

$$V'_s = \frac{2}{3} \left[(V'_{BN})_{BF} \left[e^{j\frac{2\pi}{3}} - 1 \right] + (V'_{CN})_{BF} \left[e^{j\frac{4\pi}{3}} - 1 \right] \right] \quad (\text{III.71})$$

Où $(V_x)_{BF}$ la composante basse fréquence de la tension V_x à la fréquence de modulation.

Or :

$$(V'_{BN})_{BF} = V'_{B_ref} \quad (\text{III.72})$$

$$(V'_{CN})_{BF} = V'_{C_ref} \quad (\text{III.73})$$

Chapitre III

Ce qui nous donne :

$$V'_s = \frac{2}{3} \left[V'_{B_ref} \left[e^{j\frac{2\pi}{3}} - 1 \right] + V'_{C_ref} \left[e^{j\frac{4\pi}{3}} - 1 \right] \right] \quad (III.74)$$

Les expressions (III. 61), (III.65) et (III.74) donnent :

$$\frac{2}{3} \cdot \left[V'_{B_ref} \left[e^{j\frac{2\pi}{3}} - 1 \right] + V'_{C_ref} \left[e^{j\frac{4\pi}{3}} - 1 \right] \right] = V_m [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)] \quad (III.75)$$

Le développement de cette expression donne :

$$\frac{2}{3} \left[-\frac{3}{2} (V'_{B_ref} + V'_{C_ref}) + j \frac{\sqrt{3}}{2} (V'_{B_ref} - V'_{C_ref}) \right] = V_m [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)] \quad (III.76)$$

Or :

$$(V'_{B_ref} + V'_{C_ref}) = V'_m \sin(\omega t + \varphi_B) + V'_m \cos(\omega t + \varphi_B) \quad (III.77)$$

$$(V'_{B_ref} + V'_{C_ref}) = V'_m 2 \sin \left(\omega t + \frac{\varphi_B + \varphi_C}{2} \right) \cos \left(\frac{\varphi_B - \varphi_C}{2} \right) \quad (III.78)$$

Et :

$$(V'_{B_ref} - V'_{C_ref}) = V'_m \cos(\omega t + \varphi_B) + V'_m \sin(\omega t + \varphi_B) \quad (III.79)$$

$$(V'_{B_ref} - V'_{C_ref}) = V'_m 2 \cos \left(\omega t + \frac{\varphi_B + \varphi_C}{2} \right) \sin \left(\frac{\varphi_B - \varphi_C}{2} \right) \quad (III.80)$$

Les expressions (III.76), (III.78) et (III.79) conduisent à un système de deux équations à deux inconnues :

$$-2V'_m \sin \left(\omega t + \frac{\varphi_B + \varphi_C}{2} \right) \cos \left(\frac{\varphi_B - \varphi_C}{2} \right) = V_m \cos(\omega t) \quad (III.81)$$

$$\frac{2}{\sqrt{3}} V'_m \cos \left(\omega t + \frac{\varphi_B + \varphi_C}{2} \right) \sin \left(\frac{\varphi_B - \varphi_C}{2} \right) = V_m \sin(\omega t) \quad (III.82)$$

Posons :

$$\frac{\varphi_B - \varphi_C}{2} = \frac{\pi}{3} \quad (III.83)$$

Le système des deux équations devient :

$$V'_m \sin \left(\omega t + \frac{\varphi_B + \varphi_C}{2} \right) = -V_m \cos(\omega t) \quad (III.84)$$

$$V'_m \cos \left(\omega t + \frac{\varphi_B + \varphi_C}{2} \right) = V_m \sin(\omega t) \quad (III.85)$$

La solution de ce système est :

$$\frac{\varphi_B + \varphi_C}{2} = \frac{-\pi}{2} \quad (III.86)$$

Avec :

$$V'_m = V_m \quad (III.87)$$

Chapitre III

Ainsi, d'après les équations (III.83) et (III.86), nous obtenons :

$$\varphi_B = \frac{-\pi}{6} \quad (\text{III.88})$$

Et :

$$\varphi_C = \frac{-5\pi}{6} \quad (\text{III.89})$$

Les modulantes en régime post-défaut sont donc :

$$V'_{B_ref} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \quad (\text{III.90})$$

$$V'_{C_ref} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \quad (\text{III.91})$$

Et :

$$V'_{A_ref} = -V'_{B_ref} - V'_{C_ref} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{III.92})$$

On a donc :

$$\varphi_A - \varphi_B = \varphi_B - \varphi_C = \frac{2\pi}{3} \quad (\text{III.93})$$

Les trois modulantes du mode dégradé forment donc un système triphasé dont l'amplitude (V_m) et le déphasage ($\frac{2\pi}{3}$) sont les mêmes qu'en mode normal. La même démonstration est valable pour un défaut de la phase B ou C .

En conclusion, avec la méthode *SVM* aucune modification sur les modulantes n'est nécessaire contrairement à la *MLI*. Aussi, la reconfiguration peut être appliquée instantanément sans prendre aucune précaution puisque grâce à l'algorithme établi de la *SVM*, on est sûr de ne pas appliquer l'état interdit au niveau des IGBT des deux bras sains.

Les essais ont été faits avec une profondeur de modulation maximale et sous une tension de bus continu égale à $400V$. Comme le montre la figure Fig.III.29, les tensions simples des bras sains V_{BO} et V_{CO} continuent de moduler sur trois niveaux ($E/2, -E/2, 0$) avec leurs nouvelles tables de commutation post-défaut à l'instant de déclenchement du défaut. Aussi, la tension de la phase défaillante V_{AO} s'annule instantanément au moment du défaut. De même, lors du passage du mode dégradé au mode sain, la reconfiguration initiale est établie instantanément.

Les tensions entre phases des trois tensions sont sur trois niveaux seulement et non pas cinq niveaux en mode dégradé (Fig.III.30). Cette limite des niveaux de tension entre phases est due au choix de la non prise en compte des vecteurs V_3 et V_7 du plan (α, β) de l'onduleur reconfiguré (Cf. Fig.II.10 du chapitre II).

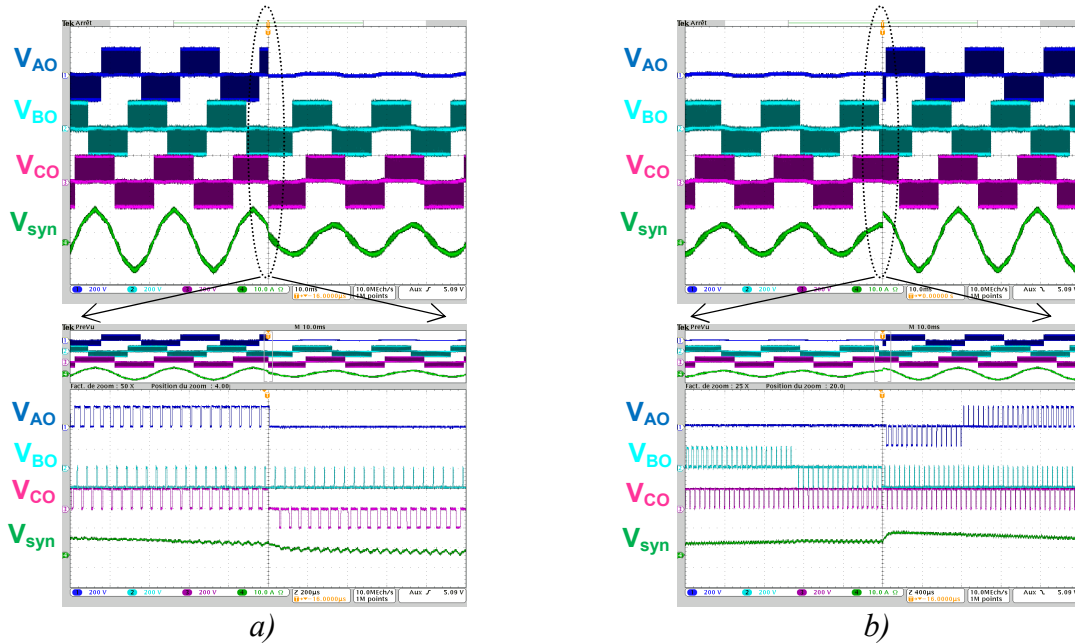


Fig.III.29 Essai en triphasé avec charge RL sous $E = 400V$: les tensions simples V_{AO} , V_{BO} et V_{CO} et courant charge I_A : a) Passage du mode sain au mode dégradé, b) Passage du mode dégradé au mode sain

Dans chacun des sept vecteurs de tensions appliqués, la différence entre deux phases est soit 0 soit $E/2$. Autrement dit, une (ou plus) des trois phases de chaque vecteur est au niveau point milieu $E/2$ et les autres phases sont soit au niveau haut E , soit au niveau bas 0. En effet, il n'y a pas les valeurs 0 et 2 dans le même triplet (a,b,c) qui identifie chaque vecteur. Il est à noter l'absence de chevauchements entre les niveaux de tension lors du changement du mode de fonctionnement ce qui prouve que la reconfiguration s'est bien déroulée.

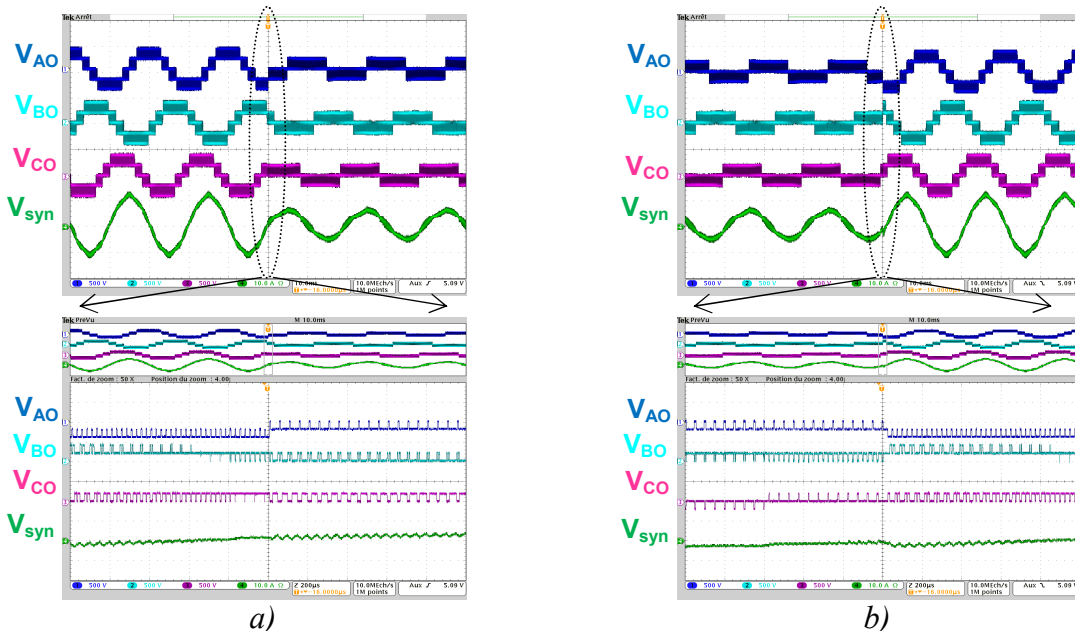


Fig.III.30 Essai en triphasé avec charge RL sous $E = 400V$: les tensions entre phases V_{AB} , V_{BC} et V_{CA} et courant charge I_A : a) Passage du mode sain au mode dégradé, b) Passage du mode dégradé au mode sain

Les courants de charges restent sinusoïdaux et équilibrés en mode défaillant (Fig.III.31). Il est à souligner l'absence d'un dépassement qui pourrait être dangereux pour la charge, malgré le

Chapitre III

doublement brusque de l'amplitude lors du retour en fonctionnement normal. D'autre part, nous remarquons l'augmentation de 15% de l'amplitude des courants en mode sain par rapport au cas de la *MLI* sinus-triangle (Cf. Fig.III.25) malgré que la charge utilisée est la même et que dans les deux cas la profondeur de modulation est maximale, ce qui constitue un avantage considérable de la SVM et ce qui justifie son utilisation.

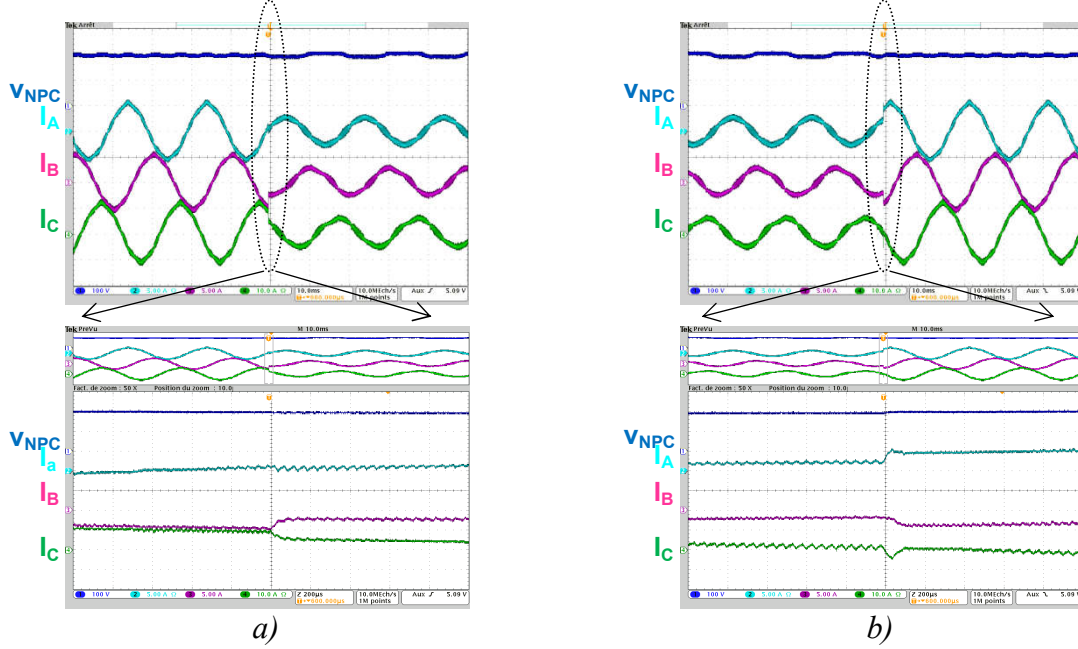


Fig.III.31 Essai en triphasé avec charge *RL* sous $E=400V$: les courants charges I_A , I_B et I_C et la tension d'entrée des bras NPC V_{NPC} : a) Passage du mode sain au mode dégradé, b) Passage du mode dégradé au mode sain

L'allure du courant I_{FC} et de la tension V_{FC} en mode normal n'est pas la même pour le cas *MLI* (Fig.III.32). Outre la différence de la forme, il y a une réduction au niveau de la valeur maximale du courant I_{FC} .

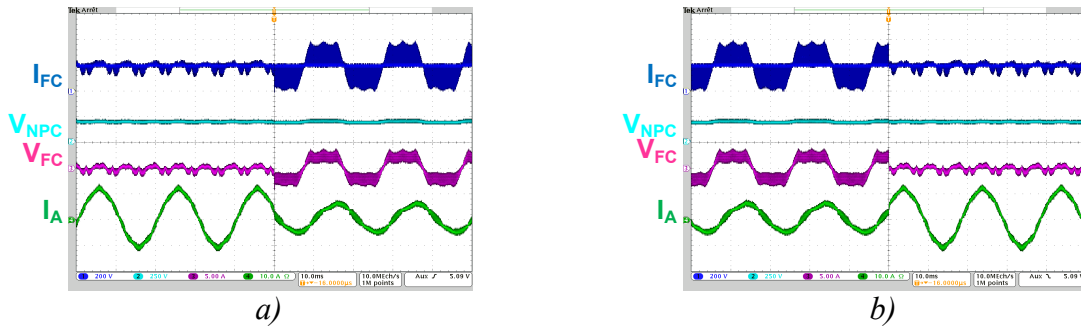


Fig.III.32 Essai en triphasé avec charge *RL* sous $E = 400V$: courant de sortie du bras FC I_{FC} , tension de sortie du bras FC V_{FC} , tension d'entrée des bras NPC V_{NPC} et le courant de charge I_A : a) Passage du mode sain au mode dégradé, b) Passage du mode dégradé au mode sain

Cela vient du fait que l'évolution des rapports cycliques α_{Ti} des IGBT des bras NPC diffère selon la stratégie de la modulation. Or, le courant qui circule dans le point milieu I_{NPC} est fonction des signaux de commande, et donc des rapports cycliques :

$$(I_{NP})_{BF} = (\alpha_{T_2} - \alpha_{T_1})I_A + (\alpha_{T_4} - \alpha_{T_3})I_B + (\alpha_{T_6} - \alpha_{T_5})I_C \quad (III.94)$$

Chapitre III

La figure Fig.III.33 donne la courbe du rapport cyclique d'un interrupteur et la différence entre deux rapports cycliques des deux interrupteurs d'un même bras pour une profondeur de modulation maximale sur une période de modulation pour le cas *SVM* et le cas *MLI*.

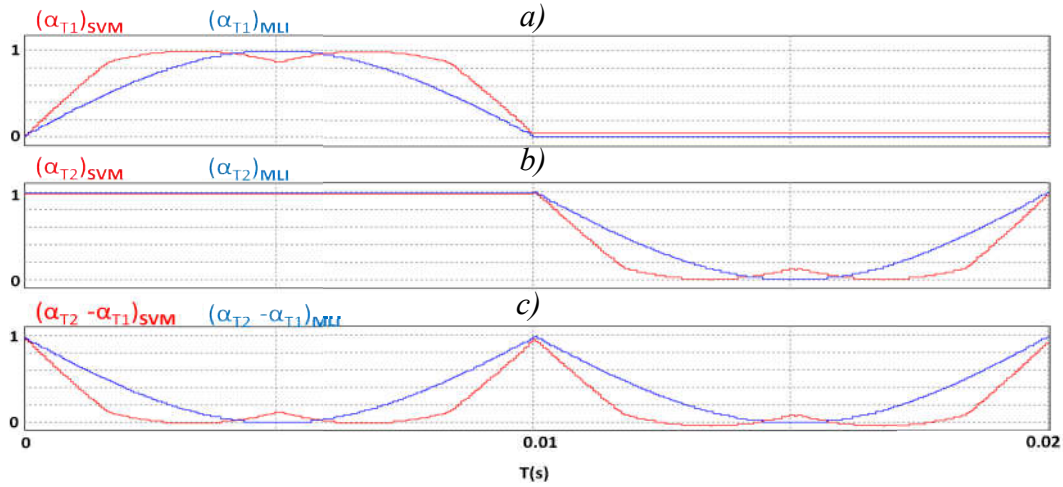


Fig.III.33 Evolution du rapport cyclique α_{Ti} de l'interrupteur T_i dans le cas d'une stratégie *SVM* (rouge) et d'une stratégie *MLI* (bleu) sur une période de modulation avec une profondeur de modulation maximale: a) α_{T1} de l'interrupteur T_1 , b) α_{T2} de l'interrupteur T_2 , c) Différence des rapports cycliques ($\alpha_{T2} - \alpha_{T1}$)

A part la différence de l'allure, nous remarquons aussi que pour la courbe de $(\alpha_{Ti+1} - \alpha_{Ti})$, sa valeur moyenne avec une *MLI* est supérieure à celle avec une *SVM*. Ceci engendre une différence directe sur la forme, la valeur moyenne et la valeur maximale du courant I_{NPC} et donc du courant I_{FC} . Nous retrouvons sur les courbes de $(I_{NPC})_{BF}$ filtré la même allure du courant I_{FC} pour les stratégies *MLI* et *SVM* (Fig.III.34).

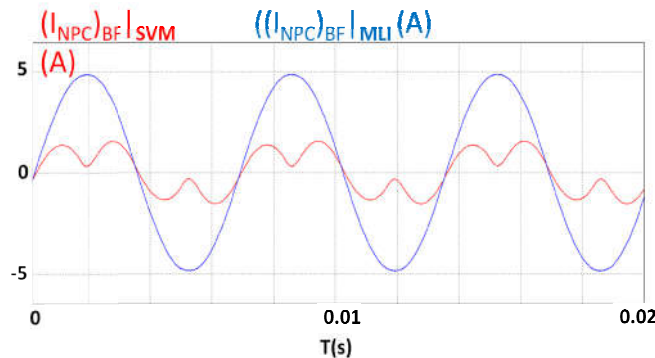


Fig.III.34 Composante basse fréquence du courant du point milieu I_{NPC} dans le cas d'une stratégie *SVM* (rouge) et d'une stratégie *MLI* (bleu) sur une période de modulation en mode normal

III.3.2.3 Essai avec une commande *SVM* en boucle fermée (régulation du courant charge)

A l'aide des capteurs courants et tensions et de la boucle de régulation établie dans le *chapitre II*, une boucle fermée de contrôle de courant est implémentée pour commander l'onduleur. Outre cette régulation de courant, le bras *FC* est à présent lui aussi régulé avec la commande par hystérésis détaillée dans le paragraphe 4.1.2 du *chapitre II*. Dans le premier essai, la référence courant I_{d_ref} est prise inférieure à I_{max} pour $V_{bus} = 400V$, ce qui se traduit par une

Chapitre III

profondeur de modulation inférieure à la profondeur de modulation maximale M_{max} . A l'aide des modules DAC de la carte DSP, nous avons pu relever la courbe du courant I_{d_mes} .

Comme le montre la figure Fig.III.35, le courant mesuré $I_{d_mesuré}$ est égal au courant de référence I_{d_ref} . Au moment de passage au mode dégradé, la référence courant chute de 50% et la tension simple de la phase défaillante s'annule instantanément. Par contre le courant mesuré chute mais tarde à atteindre la nouvelle valeur de référence. En mode dégradé, le courant charge reste sinusoïdal avec une réduction de 50% de son amplitude par rapport à sa valeur initiale comme prévu dans la commande.

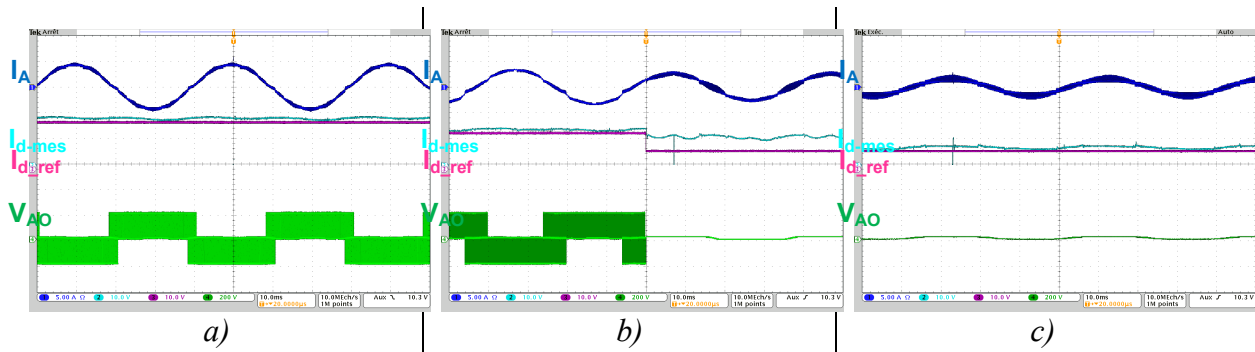


Fig.III.35 Régulation du courant charge en boucle fermée sous $E = 400V$: courant de phase I_A , Courant mesuré I_{d_mes} , courant de référence I_{d_ref} , Tension simple V_{AO} : a) En mode normal, b) Passage du mode normal au mode dégradé, c) En mode dégradé

La régulation du bras FC est elle aussi validée. En effet, comme montrée dans la figure Fig.III.36 la tension de la capacité flottante V_{cap} est égale à $E/2$ dans les deux modes de fonctionnements.

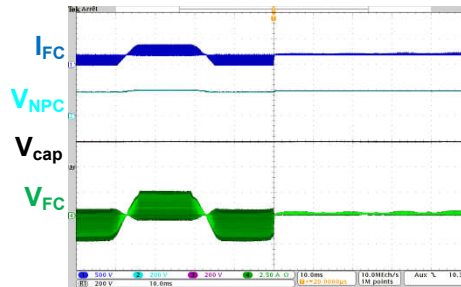


Fig.III.36 Régulation du courant charge en boucle fermée sous $E = 400V$: courant de sortie du bras FC I_{FC} , Tension d'entrée des bras NPC V_{NPC} , Tension de la capacité flottante V_{cap} , Tension de sortie du bras FC V_{FC} : Passage du mode normal au mode dégradé

Pour confirmer la validation de la régulation courant, différentes valeurs du courant de référence ont été testées. Bien que tous ces essais soient concluants, nous avons remarqué cependant qu'avec la SVM développée, la forme des tensions simples diffèrent selon la valeur du courant, et donc de la profondeur de modulation, comme le montre la figure Fig.III.37.

Chapitre III

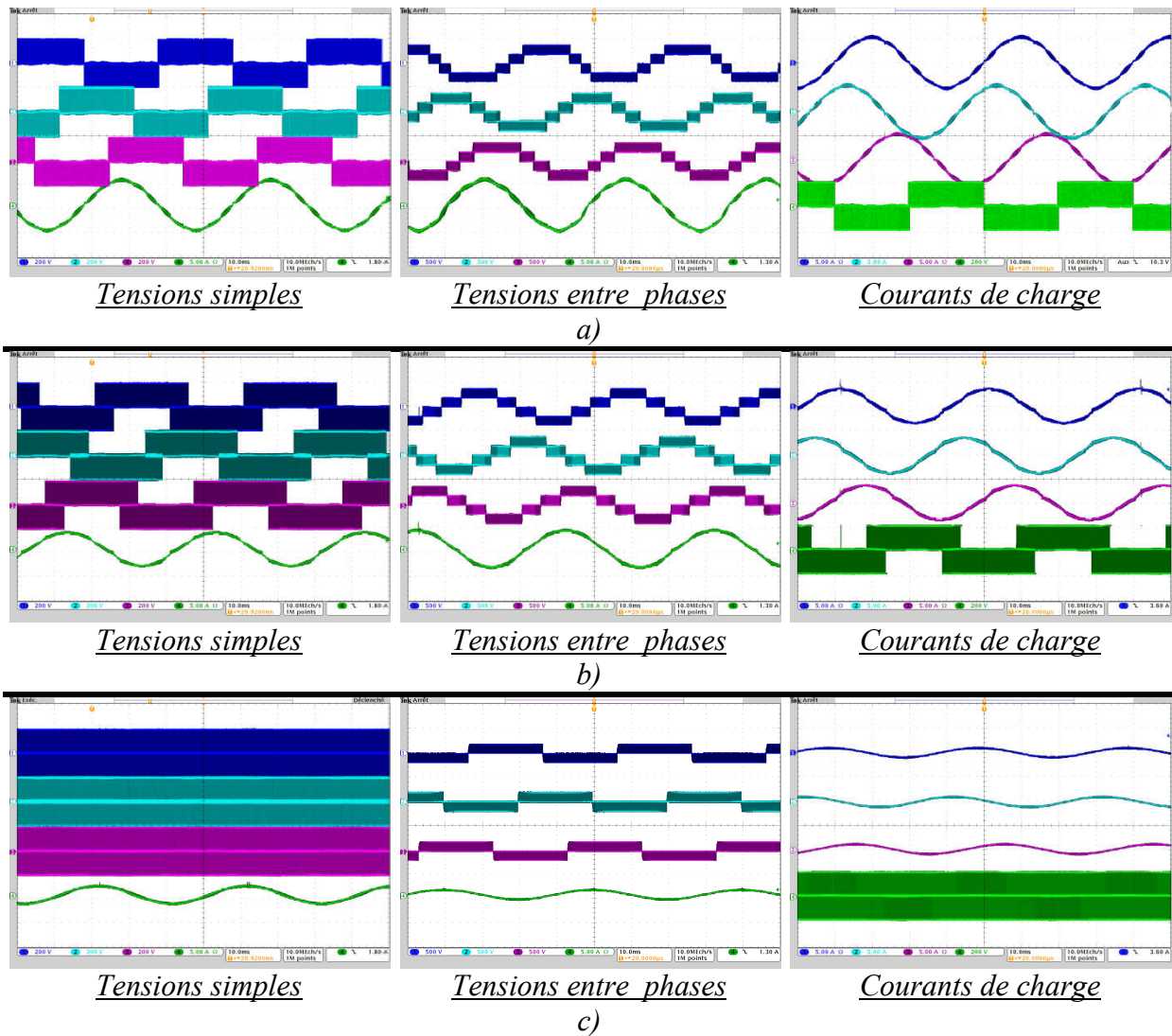


Fig.III.37 Régulation du courant charge en boucle fermée sous $E = 400V$: Tensions simples V_{AO} , V_{BO} et V_{CO} , Tensions entre phases V_{AB} , V_{BC} , et V_{CA} , Courants de charges I_A , I_B et I_C : a) Pour $M = M_{max}$, b) Pour $0.5 < M < M_{max}$, c) Pour $M < 0.5$

En effet, dans l'espace vectoriel (α, β) , lorsque la profondeur de modulation est inférieure à sa M_{max} , et donc le vecteur V_s parcourt les triangles impairs (3, 7, 11, 15, 19, 23) (Cf. Fig.II.12), sur les trois bras, les deux cellules de chaque bras (T_i , \bar{T}_i) et (T_{i+1} , \bar{T}_{i+1}) commutent simultanément pendant certains intervalles.

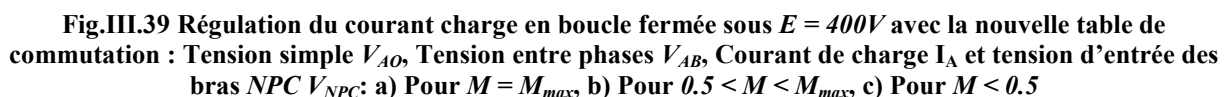
Durant ces intervalles, il y a un balayage sur les trois niveaux de tension. La largeur de ces intervalles dépend de la profondeur de modulation: plus elle est petite plus les intervalles sont larges. Et lorsque la profondeur de modulation est égale ou inférieure à 0.5, c'est-à-dire lorsque V_s parcourt les triangles (1, 5, 9, 11), ce phénomène devient présent sur toute la période de modulation.

Contrairement aux tensions simples, les tensions entre phases ne changent pas en fonction de la profondeur de modulation M , sauf pour $0 < M < 0.5$ où elles deviennent sur trois niveaux au lieu de cinq niveaux, ce qui est le cas aussi pour la stratégie MLI. Pour les courants de charge, sauf leur amplitude évolue proportionnellement à la profondeur de modulation.

Cette commutation simultanée de deux cellules d'un même bras présente un inconvénient : une augmentation des pertes de commutations. Nous avons donc opéré pour l'élimination de ce phénomène. La solution adoptée consiste à prendre deux mesures. La première se résume à faire appel à un seul vecteur nul qui est le vecteur $V_{25(1,1,1)}$ et de ne plus prendre en considération les vecteurs $V_{0(0,0,0)}$ et $V_{26(2,2,2)}$. La deuxième mesure consiste à diviser tous les triangles impairs en deux triangles symétriques. Et dans chaque nouveau triangle, appliquer, seulement des vecteurs qui génèrent un seul niveau de tension à part le niveau point milieu, pour chaque phase. L'exemple du triangle 3 est repris dans la figure Fig.III.38.



Une fois la nouvelle table de commutation établie, nous avons repris les essais. La figure Fig.III.39 montre que pour une profondeur de modulation M inférieure à M_{max} , une seule cellule du bras commute, ce qui réduit considérablement les pertes. La tension entre phases et le courant ne sont pas affectés quant à eux par la nouvelle table de commutation. Ainsi, nous pouvons conclure que la solution adoptée est satisfaisante.



Chapitre III

III.3.2.4 Essai de la commande d'une machine asynchrone

La dernière étape de la validation expérimentale est la commande d'une machine asynchrone avec l'onduleur 4-bras tolérant aux défauts (Fig.III.40). Nous avons eu recours à un banc de deux machines dont l'une joue le rôle du moteur commandé à travers l'onduleur et sa commande *DSP* et l'autre de la charge contrôlée séparément. Cette machine est une machine de $1.5kW$ qui a les mêmes paramètres que celle utilisée dans la simulation du *chapitre II*.

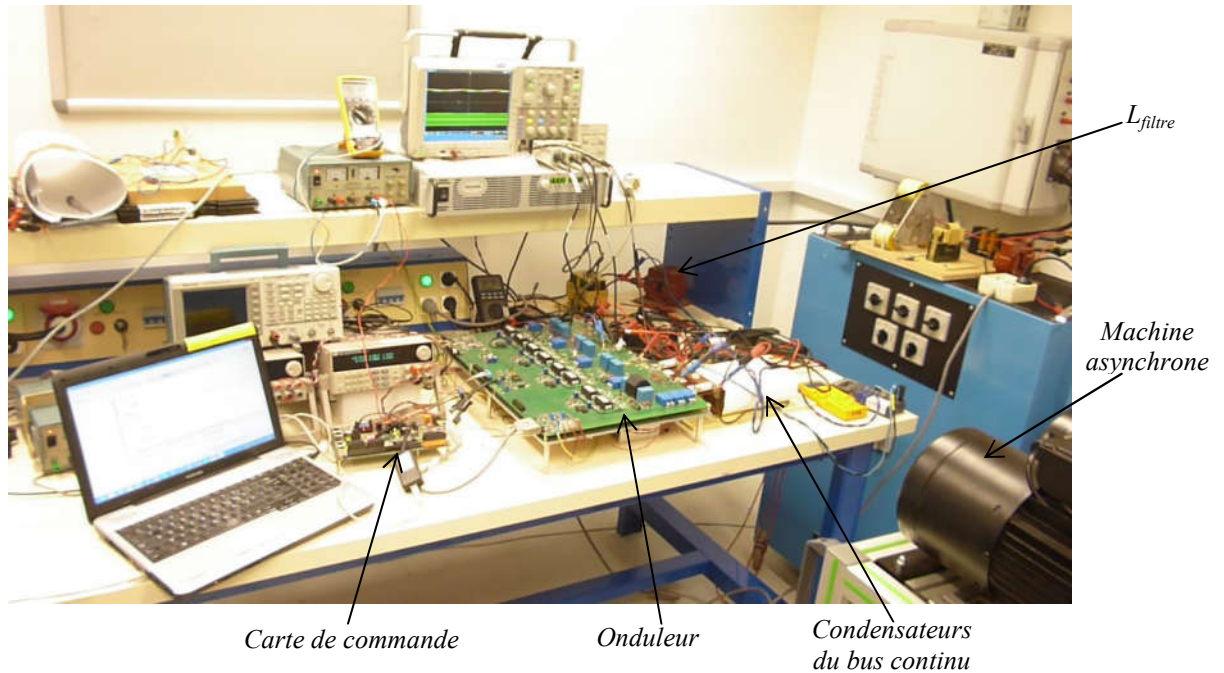


Fig.III.40 Photo de la maquette connectée à la machine asynchrone

Les tests ont été réalisés avec une boucle ouverte sans régulation de la vitesse ou de couple: la référence de la tension statorique V_{d_ref} est donnée directement. Nous nous intéressons particulièrement à la continuité de fonctionnement de la machine après l'isolation d'un bras et la connexion de la phase correspondante au point milieu.

Dans un premier essai, la référence tension est prise égale à $150V$, sous une tension de bus continue égale à $200V$, ce qui se traduit par une profondeur de modulation $M = 0.7$. La machine tourne avec une vitesse égale à sa vitesse nominale. L'amplitude du courant statorique est de $1A$. La tension entre phases est sur cinq niveaux. La tension de la capacité flottante du bras FC V_{cap} est bien régulée et est parfaitement égale à $E/2$. A part les triangles 1, 5, 9, 11, 13, 17 et 21, tous les autres triangles sont parcourus par le vecteur spatial V_s , puisque $0.5 < M < 1$.

Dans le deuxième essai, la profondeur de modulation M est fixée inférieure à 0.5 pour éviter un changement de l'amplitude des courants lors du changement du mode de fonctionnement. En fonctionnement normal, les formes d'ondes des tensions simples et tensions entre phases et des courants statoriques sont correctes comme le montre la figure Fig.III.41.a. Les triangles parcourus par V_s sont 1, 5, 9, 13, 17 et 21. Le passage du mode normal au mode dégradé s'est bien déroulé : la machine est toujours en rotation. La tension simple est sur trois niveaux avec un potentiel point milieu équilibré. La fréquence statorique reste la même ce qui se traduit par une vitesse mécanique constante dans les deux modes. Aussi, le courant statorique garde la

Chapitre III

même amplitude. Le retour au mode normal se déroule lui aussi parfaitement : pas de changement sur la tension et le courant, avec la même vitesse mécanique de la machine.

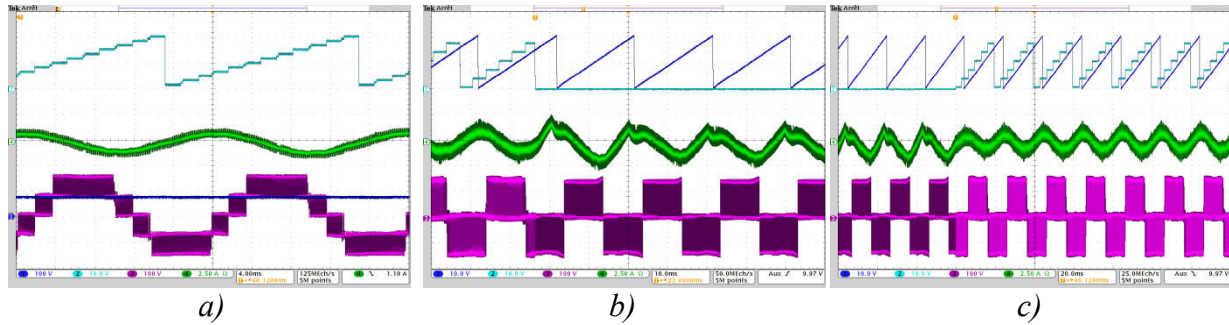


Fig.III.41 Commande de la machine asynchrone sous $E = 200V$: Tension simple V_{AO} , Tension entre phases V_{AB} , Numéro du triangle parcouru par V_s , courant statorique I_A , Fréquence statorique θ_s : a) Pour $0.5 < M < M_{max}$, b) Pour $M < 0.5$ passage mode sain vers mode dégradé, c) Pour $M < 0.5$ passage mode dégradé vers mode sain

Une fois les tests de la commande en boucle ouverte effectués, le plan de travail consistait à passer à un essai avec commande de la machine en boucle fermée avec la stratégie de commande vectorielle. Cependant, faute de temps, et suite à la durée limitée de la mission au laboratoire *LAPLACE*, il était impossible de faire ces tests.

III.4 Reconfiguration matérielle suite à un défaut au niveau du bras NPC

Dans cette partie, nous nous intéressons à la reconfiguration du circuit de puissance de l'onduleur suite à la détection d'un défaut au niveau d'un interrupteur d'un bras NPC. Le bras sur lequel le défaut sera créé est le bras *A*. Deux paires de fusibles intégrés sur la plaque *PCB*, un thyristor et une inductance snubber $L_{snubber}$ sont ajoutés à ce bras comme illustré sur la figure Fig.III.42.

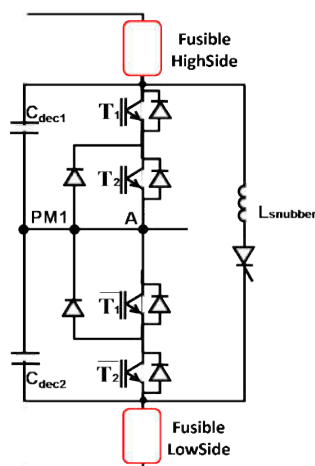


Fig.III.42 Bras avec les modifications apportés pour la reconfiguration

Chapitre III

Cette reconfiguration comprend trois parties : la création du défaut par la commande, la détection du défaut, l'isolation contrôlée du bras défaillant par le thyristor est les fusibles, et le fonctionnement post-défaut. Des tests préliminaires ont été réalisés pour valider chaque partie avant de passer à l'essai de la reconfiguration globale.

III.4.1. Tests préliminaires

III.4.1.1 Création du défaut

Le scenario des essais est le suivant : tout d'abord, le défaut est créé à travers un bouton poussoir extérieur qui vient inhiber tous les ordres de commande du bras *A*. Le défaut créé est ainsi un défaut de circuit ouvert sur les quatre IGBT du bras. Un défaut de court-circuit aurait été possible mais destructif pour le module ce qui aurait impliqué, à l'issu de chaque test, au dessoudage et au démontage partiel de la carte de puissance. Cette voie n'a pas été réalisée dans cette thèse, ce type d'essais destructifs a été effectué dans la thèse [25]. La figure Fig.III.43 montre que le bras est bloqué : les tensions V_{GE} des quatre IGBT sont au niveau $-10V$ ce qui veut dire qu'ils sont à l'état *OFF*. Cependant, il y a un certain retard de $110ns$ entre l'ordre de blocage et le blocage du bras. Ce délai est en aucun cas rédhitoire.

III.4.1.1 Détection de l'erreur

Comme les signaux de commande n'ont pas été modifiés, l'étage de détection de défaut présenté dans le paragraphe III.2.1.1. de ce chapitre et illustré dans la figure Fig.III.44 va détecter une erreur.

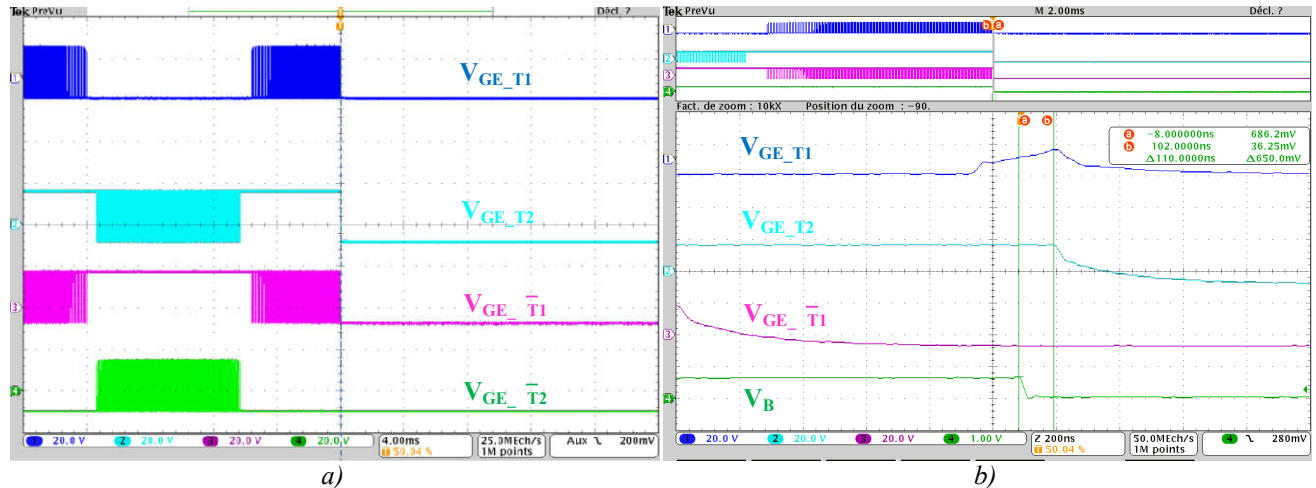


Fig.III.43 Création du défaut au niveau du bras NPC : a) Blocage du bras : la tension grille des quatre IGBT : V_{GE_T1} , V_{GE_T2} , V_{GE_T1} et V_{GE_T2} , b) Retard de détection du défaut: la tension grille de trois IGBT : V_{GE_T1} , V_{GE_T2} et V_{GE_T1} , et le signal de blocage V_B .

La détection de l'erreur consiste à capter l'image du niveau de tension à la sortie du bras et la comparer aux signaux de commande des IGBT internes. En effet, un premier opto-coupleur dont l'anode de la diode d'entrée est connectée au point milieu et la cathode à la sortie du bras, délivre en sortie l'image de la commutation du bras entre le niveau intermédiaire $E/2$ et le niveau haut E .

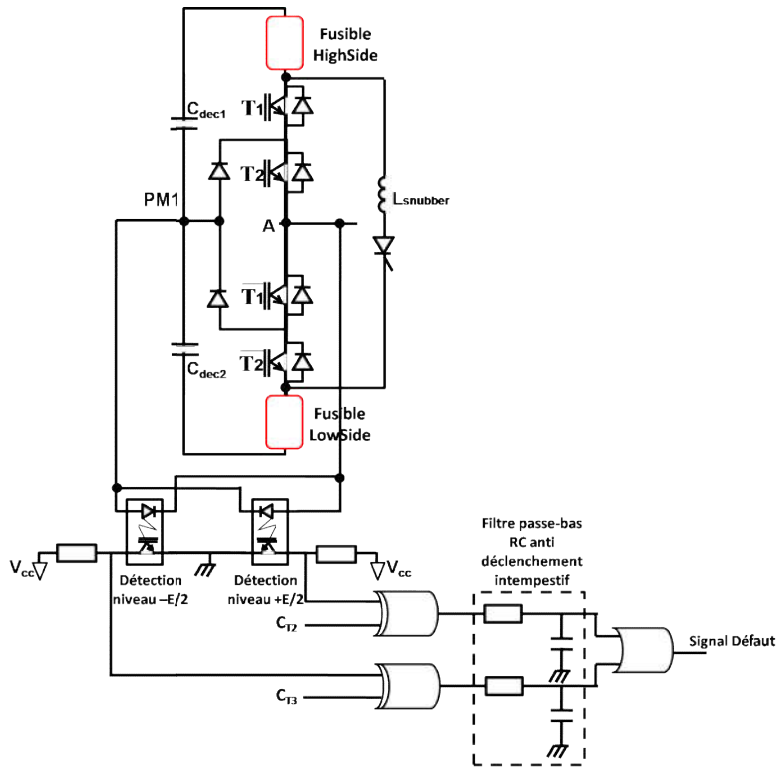


Fig.III.44 Etage de détection du défaut

La sortie de cet opto-coupleur est comparée au signal de commande de l'IGBT T_2 décalé de manière à prendre en compte le temps de propagation du driver et de commutation du module. De même, un deuxième opto-coupleur dont la cathode de la diode d'entrée est connectée à la sortie du bras et l'anode est connectée au point milieu délivre en sortie l'image de la commutation du bras entre le niveau bas 0 et le niveau intermédiaire $E/2$. La sortie de cet opto-coupleur est comparée au signal de commande décalé de l'IGBT \bar{T}_1 . La comparaison est faite avec la porte logique XOR dont la sortie est 1 si les deux entrées sont différentes. Dans le but d'éviter un enclenchement erroné d'un défaut dû à une compensation toujours imparfaite des temps morts et du temps de propagations, un filtre passe bas est introduit à la sortie de la porte XOR . Ce dernier est un élément important pour trouver un bon compromis entre rapidité de détection et robustesse sur un décalage résiduel.

La figure Fig.III.45 montre la validation de la partie détection. Le signal d'erreur est enclenché avec un retard de $33\mu s$ après la création du défaut, ce retard est inférieur à une période de découpage.

III.4.1.1 Amorçage du thyristor:

Le signal d'erreur est envoyé vers la commande du thyristor dont le courant est responsable de la destruction des fusibles pour isoler le bras. Dans la structure NPC , il est préférable également d'attendre l'annulation du courant dans la phase pour isoler le bras. Cette précaution permet de moins contraindre en énergie et en tension d'arc les fusibles. Une carte externe a été conçue pour la partie commande du thyristor. Cette carte récupère en entrée le signal d'erreur et génère des impulsions de courant de gâchette.

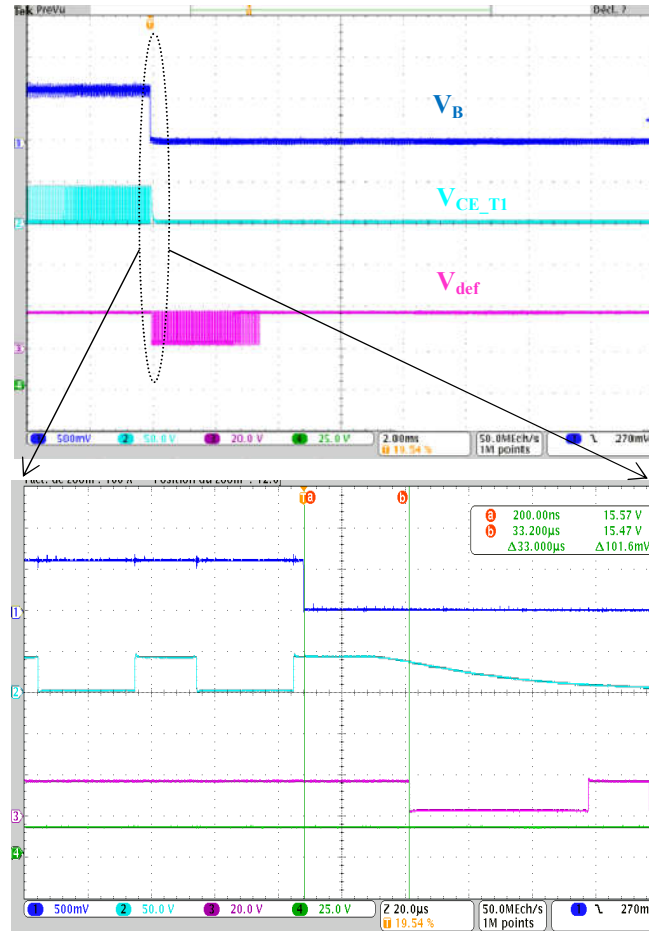


Fig.III.45 Retard de détection du défaut : Signal du blocage du bras V_B , Tension aux bornes de l'IGBT T_I V_{CE_TI} , Signal de défaut V_{def}

Une circuiterie particulière de filtrage est conçue de manière à éviter un déclenchement du thyristor par des impulsions parasites. Une fois amorcé, le thyristor crée un court-circuit entre les capacités du bus continu et l'inductance snubber branchée en série avec le thyristor. Ainsi, la tension du bus continu est appliquée aux bornes de cette inductance créant un fort appel de courant et provoquant la rupture des fusibles lorsque la valeur du I^2T est atteinte. Après l'ouverture des fusibles, l'énergie stockée dans le snubber est évacuée à travers une phase de roue libre "résistive" par les diodes de clamp et les diodes en parallèle avec les IGBT. Il faut ainsi noter que cette énergie n'est à aucun moment dissipée dans le corps des fusibles. L'inductance $L_{snubber}$ est donc dimensionnée uniquement pour protéger le thyristor sur un excès de di/dt . Ainsi, seule l'énergie stockée dans l'inductance parasite de la maille du bras NPC sera à évacuer par le plasma d'arc des fusibles. Toutes ces propriétés convergent pour autoriser le concepteur à mettre en œuvre des fusibles à faible pouvoir de coupure, moins volumineux et moins coûteux.

La création du défaut par blocage du bras n'annule pas instantanément le courant dans la charge. En effet, l'inductance du filtre LC placée entre les deux bras ne permet pas une roue-libre "spontanée" et rapide du courant de charge par le bras FC lorsque les fusibles fondent. Ce courant circule donc dans les diodes des modules IGBT et les fusible pendant des dizaines de μs avant de s'annuler. Or le passage du courant de charge dans les fusibles en phase d'arc peut remettre en cause leur dimensionnement et leur pouvoir de coupure est alors impacté.

Chapitre III

Dans cette structure *NPC*, il est donc impératif d'attendre l'annulation du courant dans la charge après le blocage du bras avant d'amorcer le thyristor. La solution consiste à introduire une bande morte dans la commande entre l'instant du défaut ou de sa détection (blocage du bras *NPC*) et l'instant de l'amorçage du thyristor. Cette bande morte ($100\mu s$) a pour but de laisser au courant de charge un temps suffisant pour s'annuler avant la reconfiguration.

III.4.1.2 Rupture des fusibles

Dans [25], des tests d'isolation et de connexion secours post-défaut ont été effectués sur un bras 2-niveaux avec différents types de technologies de fusible (protistor *BS88 32A/50A*, fusible *CMS Littlefuse™*). Les mêmes tests ont été repris avec d'autres types de fusibles, sur le bras *NPC* en mode monophasé et triphasé.

III.4.1.2.1 Phases de rupture

La figure Fig.III.46 donne l'évolution des tensions aux bornes des deux fusibles et du courant thyristor après l'amorçage de celui-ci. Les fusibles utilisés pour ce test sont des fusibles *OFM 125 CMS*.

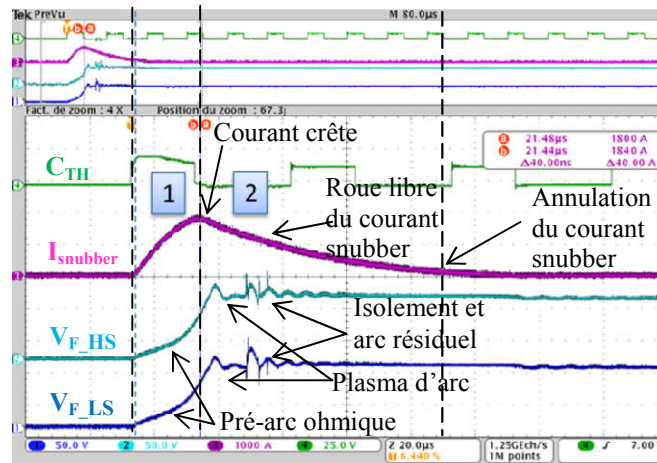


Fig.III.46 Test de rupture des fusibles : ordre de commande du thyristor C_{TH} , Courant dans l'inductance snubber $I_{snubbers}$, Tension aux bornes du fusible HighSide V_{F_HS} , Tension aux bornes du fusible LowSide V_{F_LS}

La rupture des fusibles est effective et quasi-simultanée, précédée par une phase ohmique compte tenu du faible calibre en courant de ceux-ci ($10A$). En effet, après l'appel de courant provoquant l'ouverture des fusibles, la tension supportée par chacun des fusibles est de $100V$, ce qui correspond à la moitié de la tension de bus. Les deux tensions fusibles se superposent, on pourra noter la faible surtension d'arc car seule l'inductance parasite équivalente au *busbar* entre le bus et le module est impliquée dans le processus de coupure. La charge de l'inductance snubber jusqu'au courant-crête ($1800A$) représente la première phase du processus d'isolement. Une fois l' I^2t atteint, les fusibles s'ouvrent et la 2^{ème} phase de roue libre du courant snubber dans les diodes commence jusqu'à son annulation. Une phase de relaxation post-arc des fusibles est également présente au cours de cette 2^{ème} phase. La relaxation post-arc est importante car elle définit la capacité des fusibles à isoler le bras après la rupture de la tension de bus.

Chapitre III

III.4.1.2.2 Choix de la technologie des fusibles

Le choix de la technologie du fusible est important. En effet, la reconfiguration de l'onduleur nécessite une technologie fusible qui garantit une bonne et rapide isolation du bras tout en assurant la protection des semi-conducteurs. En d'autres termes, il nous faut des fusibles rapides en régime de pré-arc et de post-arc avec un temps de relaxation court, i.e. une faible fuite en courant lorsque la tension est rétablie aux bornes. Ce phénomène est connue des fabricants mais totalement absent des caractérisations sur les datasheet. Deux types de fusibles sont étudiés: *Fusible CMS OMF Schurter Fast 125V-10A – $8m\Omega$ - $I^2Tp = 54A^2.s$* en matrice $2x1$ illustrés sur la figure Fig.III.47.a et des Fusibles *Cartouche Mersen BS88-32A 250V – $5,2m\Omega$ - $I^2Tp = 53A^2.s @1ms$* présentés sur la figure Fig.III.47.b.



Fig.III.47 Photos des deux types de fusibles testés : a) Fusible CMS, b) Fusible cartouche

L'étude porte dans un premier temps sur la réponse des fusibles à l'activation du thyristor. La figure Fig.III.48 donne le résultat de ces essais.

Dans les deux cas, le temps de rupture des deux fusibles est approximativement le même en raison de valeurs de I^2Tp très proches: $10\mu s$. Le fusible CMS est bien clairement plus ohmique. Par contre, nous remarquons une grande différence au niveau du temps de retour à zéro des courants snubber. Il est de l'ordre de $40\mu s$ pour le fusible CMS et supérieur à $80\mu s$ pour le fusible cartouche. Du point de vue de la reconfiguration de commande, nous préférons avoir la plus faible valeur de ce temps de retour à zéro pour ne pas prendre en compte un temps d'attente supplémentaire avant le basculement de la modulation du bras NPC vers le bras FC. C'est pourquoi dans les cas du fusible CMS, le bras FC commence à moduler au bout de $100\mu s$, alors que pour les fusibles cartouches, le délai d'attente avant le basculement est de l'ordre de $2ms$.

Une autre différence entre ces deux technologies de fusibles est visible: le niveau de la surtension lors de la phase d'arc. Pour les fusibles CMS, la surtension est de seulement $40V$. Pour les fusibles cartouches, cette surtension est trois fois plus importante en raison d'une coupure (di/dt en phase d'arc) bien plus raide. Dans cette dernière phase, les tensions d'arc sont déséquilibrées.

En conclusion, le choix des fusibles CMS est maintenu.

III.4.1.2.1 Calcul de I^2t des diodes des modules IGBT

Lors de la reconfiguration du bras NPC, l'énergie accumulée dans l'inductance snubber se décharge dans les diodes en parallèle avec les IGBT. Il est donc impératif de veiller à ce que la tenue en I^2Tp des diodes soit suffisante. La figure Fig.III.49 donne le modèle simplifié adopté pour ce calcul.

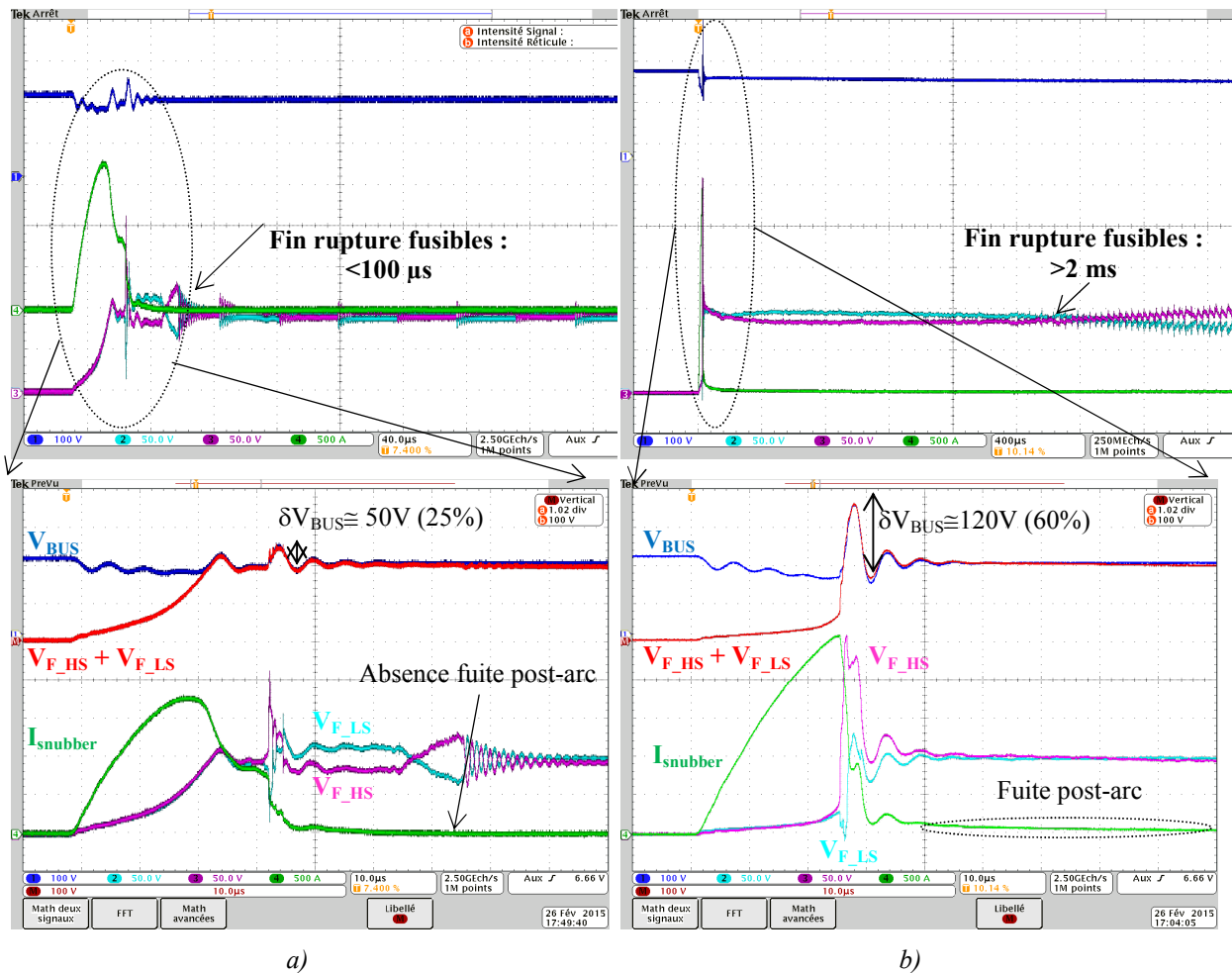


Fig.III.48 Test de comparaison des deux technologies de fusibles : Tension du bus continu V_{BUS} , Courant dans l'inductance snubber $I_{snubber}$, Tension aux bornes du fusible HighSide V_{F_HS} , Tension aux bornes du fusible LowSide V_{F_LS} , Somme des deux tensions $V_{F_HS} + V_{F_LS}$: a) Fusible CMS, b) Fusible cartouche

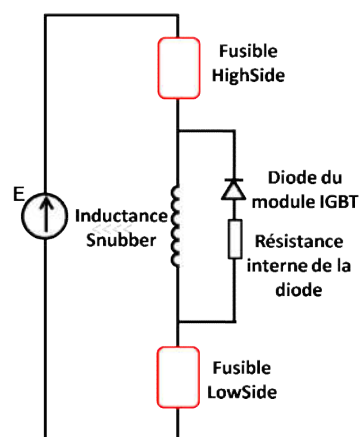


Fig.III.49 Schéma du model simplifié pour le dimensionnement de l'inductance snubber et des fusibles

Chapitre III

Les deux premières phases de l'évolution du courant snubber sont prises en compte. La première phase est la charge de l'inductance avant rupture des fusibles sous une tension constante. La seconde phase est une décharge de l'inductance dans la résistance interne des diodes comme le montre la figure Fig.III.50.

Nous commençons par calculer la valeur crête du courant en négligeant les chutes de tension ohmiques et la tension de seuil du thyristor. Les conditions initiales sont les suivantes :

$$E = L_{snubber} \frac{dI_{snubber}}{dt} \quad (III.95)$$

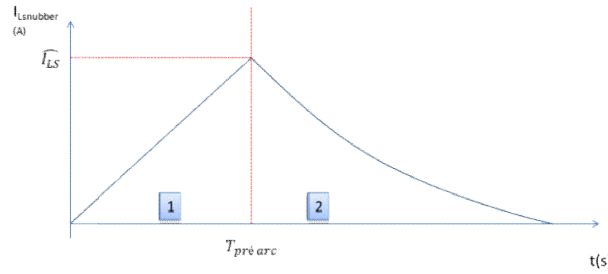


Fig.III.50 Evolution du courant dans l'inductance snubber $I_{snubber}$ selon le model adopté

Soit

$$I_{snubber}(t) = \frac{E}{L_{snubber}} t \quad (III.96)$$

L'instant de pré-arc T_P s'exprime par :

$$I^2 t_{Fusible} = \int_0^{T_P} I_{snubber}^2(t) dt \quad (III.97)$$

$$I^2 t_{Fusible} = \int_0^{T_P} \left(\frac{E}{L_{snubber}} t \right)^2 dt \quad (III.98)$$

$$I^2 t_{Fusible} = \frac{1}{3} \left(\frac{E}{L_{snubber}} \right)^2 T_P^3 \quad (III.99)$$

Soit :

$$T_P = \left[3 \left(\frac{L_{snubber}}{E} \right)^2 I^2 t_{Fusible} \right]^{\frac{1}{3}} \quad (III.100)$$

Il en découle la valeur crête du courant $I_{snubber}$:

$$\widehat{I_{snubber}} = \frac{E}{L_{snubber}} T_P \quad (III.101)$$

$$\widehat{I_{snubber}} = \left(3 \frac{E}{L_{snubber}} I^2 t_{Fusible} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (III.102)$$

Chapitre III

Par la suite, pour déterminer la contrainte en I^2t des diodes, la tension de seuil de celles-ci est négligée. Une résistance équivalente R_{eq} des quatre résistances internes des diodes des modules IGBT du bras et de la résistance interne du thyristor est considérée :

$$I_{snubber}(t') = \widehat{I_{snubber}} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (III.103)$$

Avec :

$$\tau = \frac{L_s}{R_{eq}} \quad (III.104)$$

Il vient :

$$i^2 t_{diode} = \int_0^{\infty} I_{snubber}^2(t') dt \quad (III.105)$$

Soit :

$$i^2 t_{diode} = \frac{L_s}{2R_{eq}} \left(3 \frac{E}{L_{snubber}} I^2 t_{Fusible} \right)^{2/3} \quad (III.106)$$

Cette dernière équation nous permet de dresser la courbe de $I^2 t_{diode}$ en fonction de $I^2 t_{fusible}$ et en fonction de $L_{snubber}$ présentée sur la figure Fig.III.51. Ces abaques permettent de déterminer la valeur maximale de l'inductance snubber pour des valeurs de I^2t fusible et diode données. La valeur de l'inductance doit aussi vérifier une contrainte supplémentaire sur la tenue au di/dt du thyristor. Si cette dernière n'est pas vérifiée, il faut rajouter un deuxième thyristor en parallèle. L'inégalité à vérifier sur $L_{snubber}$ est donc :

$$\frac{E}{di/dt_{maxT}} < L_s < \frac{(2 \cdot R_{eq} I^2 t_{diode})^3}{(3 \cdot E \cdot I^2 t_{Fusible})^2} \quad (III.107)$$

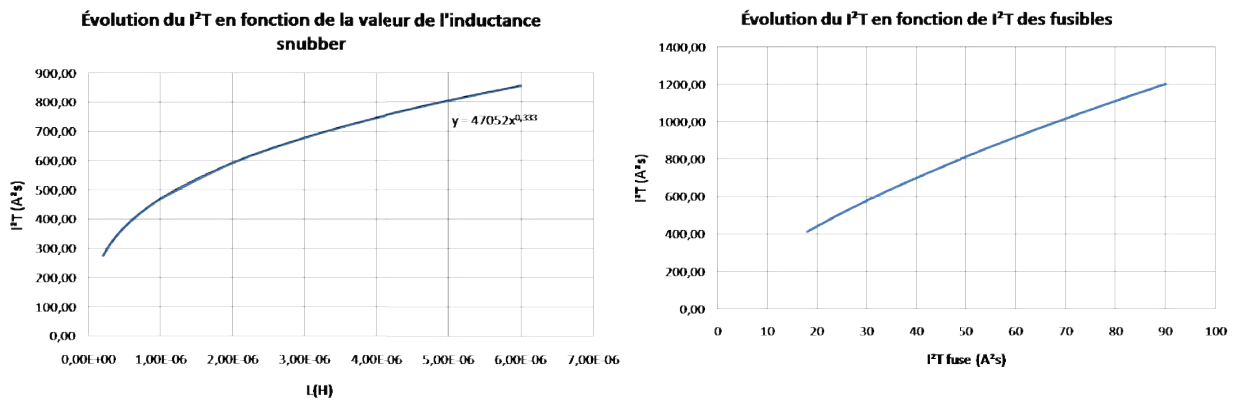


Fig.III.51 Evolution de $i^2 t_{Diode}$ des diodes des modules IGBT : a) En fonction de la valeur de l'inductance snubber $L_{snubber}$, b) En fonction de l' $i^2 t_{Fusible}$ des fusibles

III.4.2. Validation expérimentale de la reconfiguration

III.4.2.1 En monophasé

Dans un premier temps, les essais ont été réalisés en mode monophasé avec un bras *FC* et un bras *NPC* : en mode normal, le bras *FC* génère un potentiel point milieu au bras *NPC*; la tension de sortie est donc sur un seul niveau. Le bras *NPC* quand à lui module sur 3 niveaux et alimente une charge *RL* connectée entre sa sortie et le point milieu capacitif comme présentée sur la figure Fig.III.52. En mode post-défaut, le bras *NPC* est isolé, et la charge est alimentée par le bras *FC* qui module à présent sur trois niveaux.

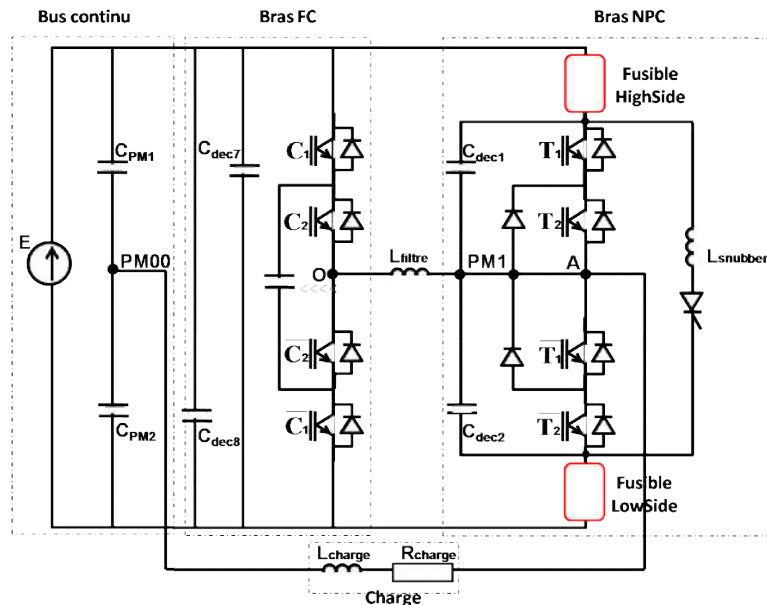


Fig.III.52 Schéma du montage pour la validation de la reconfiguration en monophasé

Pour réduire le régime transitoire en mode de reprise, la prise en compte de la *MLI* par le bras *FC* doit se faire de préférence au passage de la modulante par zéro. C'est pourquoi une bande morte entre l'alternance positive et l'alternance négative de la modulante est introduite pour permettre la reprise du bras *FC* de la modulation au cours de cette bande morte. Quel que soit l'instant de défaut, nous devons toujours attendre le passage de la modulante par zéro pour basculer la modulation *MLI* vers le bras *FC*. Le temps d'attente maximal correspond donc à une demi-période, soit $10ms$. La figure Fig.III.53 résume les différentes étapes de la reconfiguration avec les retards mesurés lors des tests préliminaires.

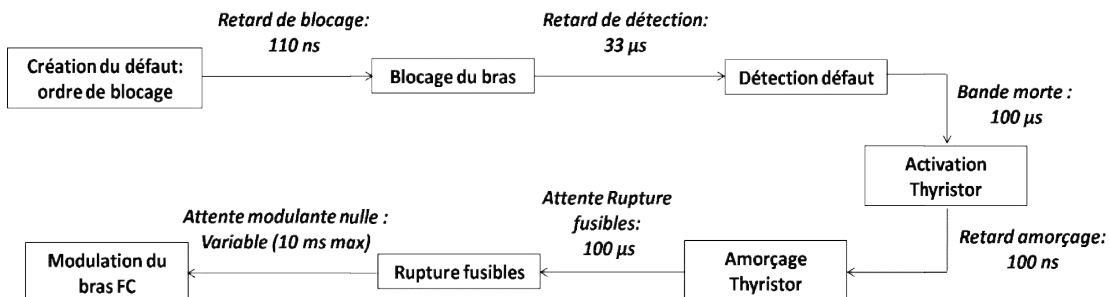


Fig.III.53 Les étapes de la reconfiguration après défaut

Chapitre III

La figure Fig.III.54 présente les photos de la maquette avec les différents éléments pour le test de la reconfiguration.

Le test est réalisé sous une tension de bus continu égale à $200V$ avec $R_{charge} = 20\Omega$ et $L_{charge} = 5mH$. La fréquence de la modulante est $F_{mod} = 50Hz$. Dans cet essai, le défaut est créé au passage du courant charge par son maximum comme le montre la figure Fig.III.55. Ceci implique une phase de reconfiguration totale égale à son maximum qui correspond à l'attente de la modulante par le prochain passage par zéro.

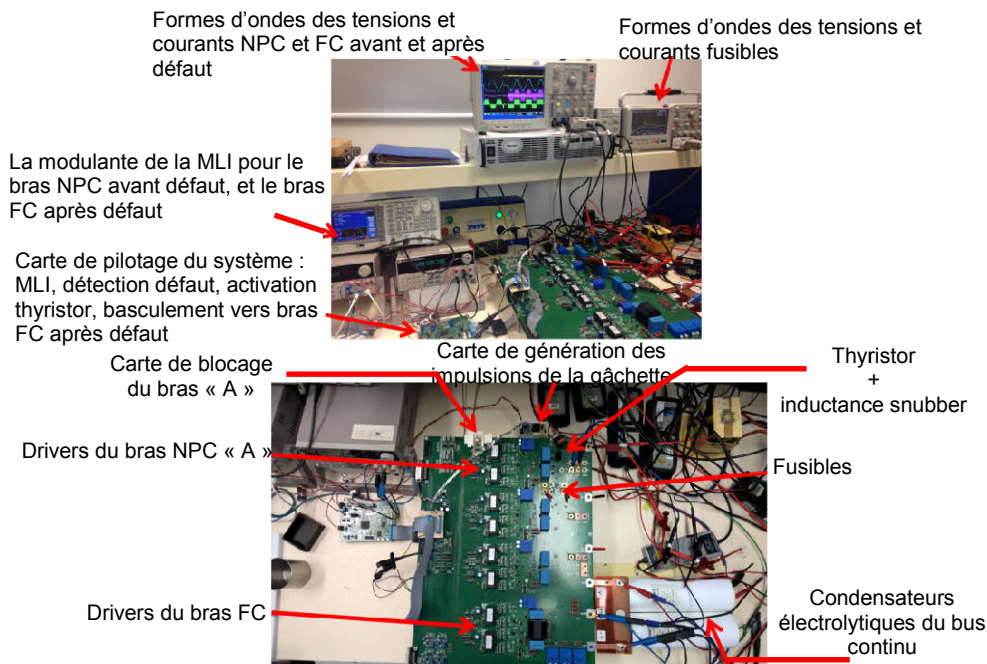


Fig.III.54 Photos de la maquette lors de la validation de la reconfiguration en monophasé

Avant défaut, la tension charge commute sur trois niveaux, le courant de charge est sinusoïdal avec une valeur crête égale à $4A$. La tension de sortie du bras FC est égale à $100V$, avec des encoches de tension correspondant aux temps morts des IGBT de ce bras. La profondeur de ces encoches est maximale ($\pm 100V$) lorsque le courant est maximal. La figure Fig.III.56 montre que ces encoches sont plus faibles lorsque le courant est proche de zéro.

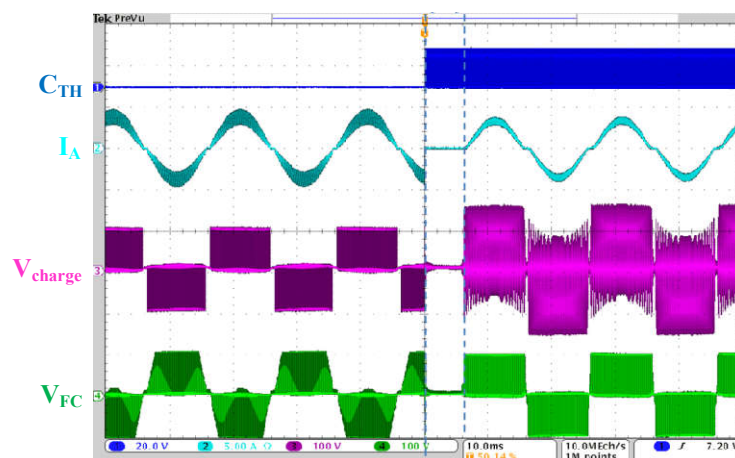


Fig.III.55 Validation de la reconfiguration en monophasé : Signal de commande du thyristor C_{TH} , Courant charge I_{charge} , Tension aux bornes de la charge V_{charge} , Tension de sortie du bras FC V_{FC}

Chapitre III

La figure Fig.III.57 montre l'évolution des différentes grandeurs au moment du blocage du bras *NPC*. Suite au défaut, le courant initialement négatif dans la charge re-circule par les diodes high side du bras *NPC* amenant la tension du bras à un niveau haut $100V$. Le retour à zéro du courant suite au blocage des diodes est réalisé au bout de $40\mu s$, ce qui valide le choix de la largeur de la bande morte minimale introduite ($100\mu s$). Après l'annulation du courant, la tension de charge entre en régime pseudo périodique avant de s'annuler. Cette oscillation est due au circuit *RLC* formé par les capacités de sortie des IGBT et la charge. Le signal d'amorçage du thyristor est envoyé après $100\mu s$ de l'instant du blocage du bras.

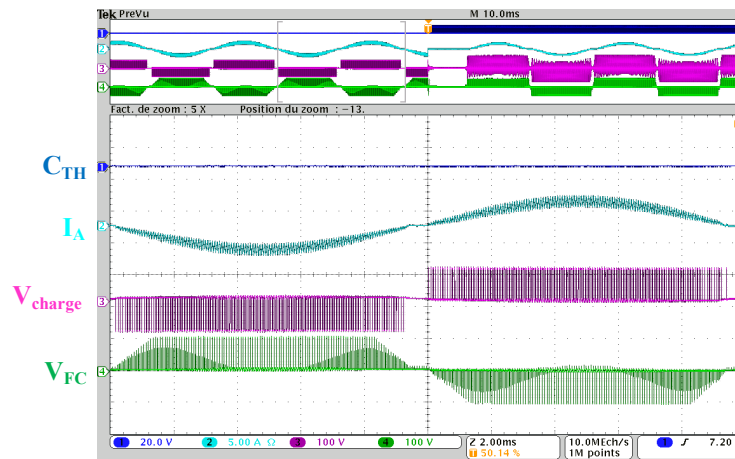


Fig.III.56 Validation de la reconfiguration en monophasé: Avant défaut : Signal de commande du thyristor C_{TH} , Courant charge I_A , Tension aux bornes de la charge $V_{charges}$ Tension du bras FC V_{FC}

Au premier passage de la modulation par zéro qui correspond à un courant de charge nul, le bras *FC* reprend la modulation *MLI*. Il commute à présent sur trois niveaux comme le montre la figure Fig.III.58. La reprise du courant de charge est effective. L'amplitude est la même ($4A$ crête) avec cependant une oscillation moins importante par rapport au mode normal. En effet, l'inductance de découplage entre le bras *FC* et le bras *NPC* s'est ajoutée à l'inductance de charge. D'autre part, ce courant présente un plateau au voisinage du passage par zéro. L'origine de ce plateau est dû à deux phénomènes.

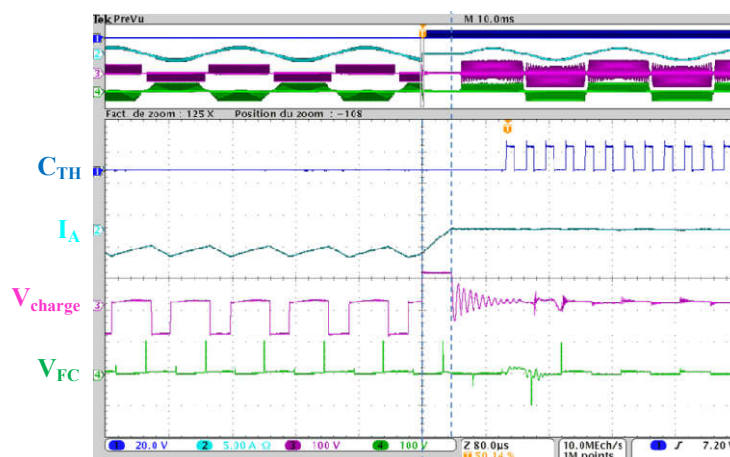


Fig.III.57 Validation de la reconfiguration en monophasé : Instant de défaut: Signal de commande du thyristor C_{TH} , Courant charge I_A , Tension aux bornes de la charge $V_{charges}$ Tension du bras FC V_{FC}

D'une part, l'effet de la tension seuil de la diode de clamp est des diodes des modules IGBT en série ($3V$ à $4V$ de chute totale par rapport à $50V$ de demi-tension de bus). D'autre part,

Chapitre III

l'effet de la bande morte de modulation qui introduit une distorsion de croisement au voisinage du zéro de modulation.

La tension de charge en mode post-défaut présente une forte oscillation. Cette oscillation a pour origine le pont diviseur inductif créé par l'inductance du filtre LC entre les deux bras et l'inductance de la charge, ainsi que les capacités parasites aux bornes de ces deux inductances.

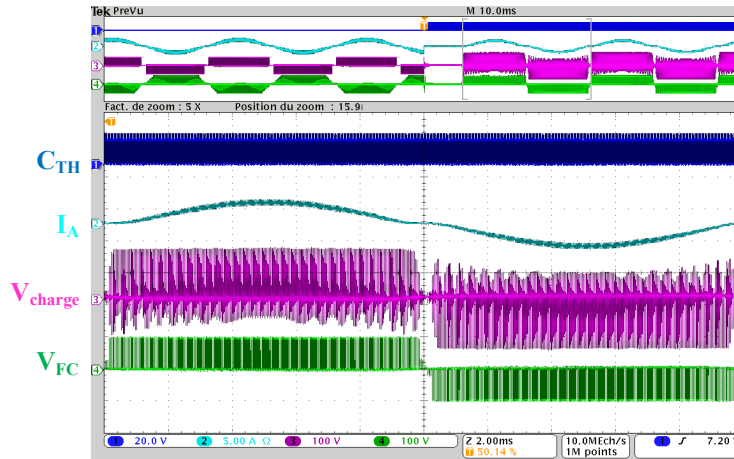


Fig.III.58 Validation de la reconfiguration en monophasé : Après défaut : Signal de commande du thyristor V_{TH} , Courant charge $I_{charges}$, Tension aux bornes de la charge V_{charge} , Tension de sortie du bras $FC V_{FC}$

La figure Fig.III.59 montre le comportement des tensions et du courant dans $L_{snubber}$ lors de la reconfiguration. Des fusibles rapides de type *Shorter* sont employés dans cet essai.

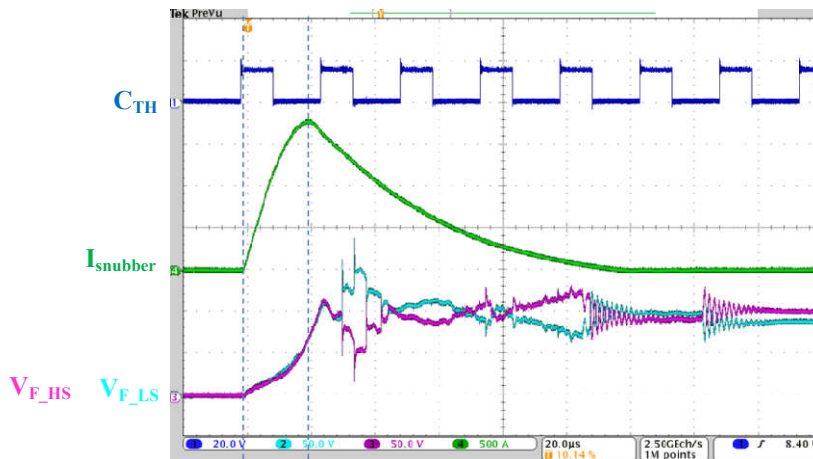


Fig.III.59 Validation de la reconfiguration en monophasé : Signal de commande du thyristor V_{TH} , Courant dans l'inductance snubber $I_{snubbers}$, Tensions aux bornes du fusible HighSide V_{F_HS} , Tension aux bornes du fusible LowSides V_{F_LS}

Nous retrouvons les mêmes allures des courbes des tests préliminaires, avec les deux phases du processus de l'isolement. L'amorçage du thyristor provoque la charge de l'inductance $L_{snubber}$ qui se traduit par un fort appel de courant, avec un pic de courant à $1800A$: c'est la phase 1. Lorsque l' I^2t est atteint, les fusibles s'ouvrent et le courant snubber circule en roue libre dans les diodes jusqu'à son annulation. La tension aux bornes de chaque fusible quant à

Chapitre III

elle augmente progressivement, liée à la résistance interne des fusibles. Dans un premier temps, la résistance interne des fusibles reste constante, avant d'augmenter brusquement lors de la phase d'arc électrique. La phase qui précède la rupture est la phase de pré-arc. Après l'ouverture, les fusibles entrent en phase de relaxation post-arc. La tension de bus est répartie entre les deux fusibles avec des écarts faibles de tension. Cette répartition valide le bon isolement du bras après défaut.

La reconfiguration est donc fonctionnelle. Elle permet d'assurer une continuité de fonctionnement à la suite d'un défaut sur un des bras *NPC*. Après le blocage de ce bras, le système entre dans une phase de reconfiguration qui va permettre la reprise de la modulation par le bras *FC*.

III.4.2.2 En triphasé

Une fois la reconfiguration en monophasé validée, nous sommes passés aux essais en triphasé. Le point milieu du bras *A* est toujours connecté au bras *FC* à travers le filtre *LC*, tandis que les bras *B* et *C* ont un point milieu commun connecté au point milieu capacitif du bus continu *PM00* formé par les deux condensateurs électrolytiques. Les mêmes fusibles *Schurter (CMS)* utilisés dans l'essai monophasé sont utilisés dans cet essai en triphasé. Le test est réalisé sous une tension du bus $E = 200V$.

La figure Fig.III.60 montre qu'en mode de fonctionnement normal, et contrairement à la tension V_{BO} et V_{CO} , la tension V_{AO} présente une fluctuation à la fréquence de modulation $F_{mod} = 50Hz$ pour le niveau de tension intermédiaire. Cette fluctuation est liée à la chute de tension provoquée par le temps mort interne au *FC* dont le signe dépend du courant au point milieu actif à la sortie du bras *FC*.

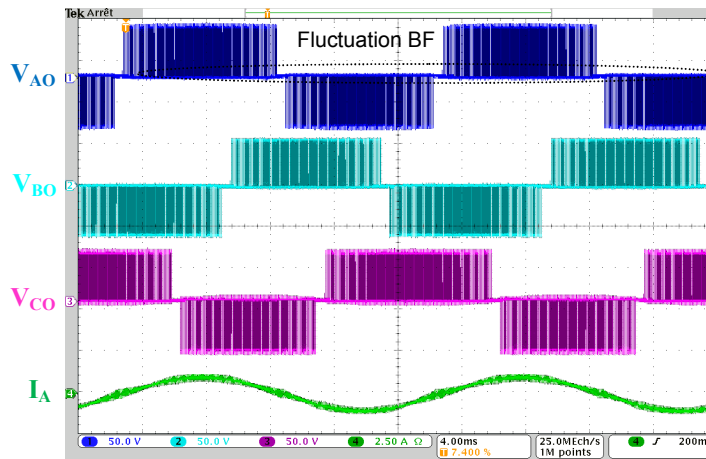


Fig.III.60 Validation de la reconfiguration en triphasé : Avant défaut : Tension de la phase « A » V_{AO} , tension de la phase « B » V_{BO} , Tension de la phase « C » V_{CO} , Courant de charge de la phase « A » I_A

Les deux courbes de la figure Fig.III.61 correspondent à deux essais de reconfiguration. Dans les deux cas, au moment du défaut, le niveau de tension haut $E/2$ et le niveau de tension bas $-E/2$ des tensions V_{BO} et est dégradé du fait de claquage des fusibles. En fait, cette dégradation est due à la chute de tension dans les condensateurs chimiques du bus continu au moment de la surintensité.

D'autre part, la différence entre ces deux essais est l'instant de défaut. Dans le premier (Fig.III.61.a)), le défaut est déclenché au passage du courant de la phase *A* par zéro, ce qui

Chapitre III

veut dire au minimum de la modulante de cette phase. De ce fait, l'attente du passage de cette modulation par le zéro suivant pour la reprise de la modulation par le bras FC est maximale : $10ms$. Alors que pour le deuxième essai (Fig.III.61.b), le défaut a lieu lorsque la modulante est proche de zéro, ce qui se traduit par un temps d'attente réduit ($2ms$) pour le basculement de la MLI vers le ras FC , le zéro suivant étant très proche. Lors de ce blanking correspondant au temps d'attente, la phase A est isolée du bus continu et est connectée au FC non modulé, donc inactive ; alors que les phases B et C restent actives avec un déphasage de 120° entre eux.

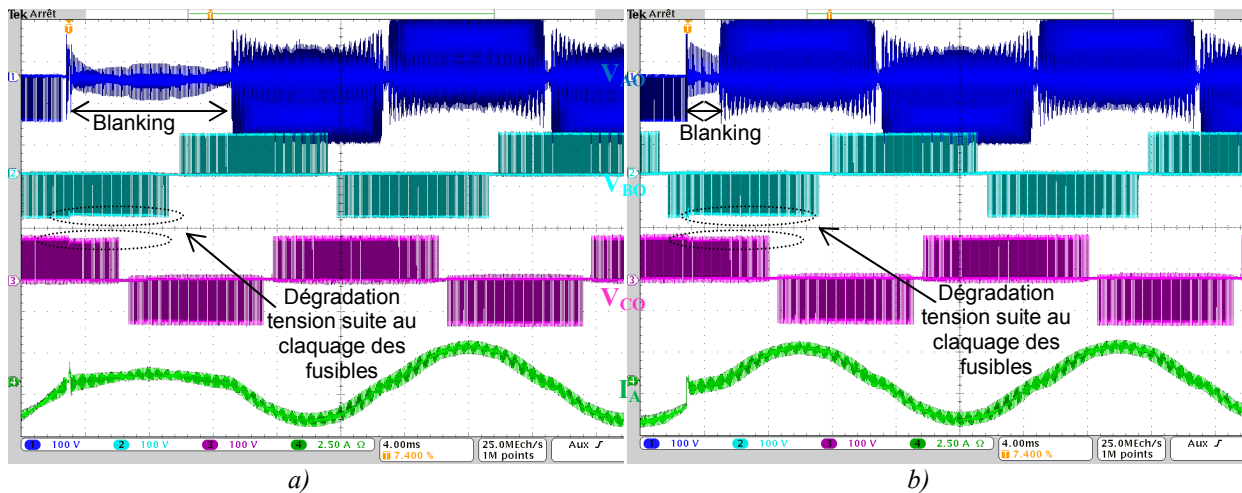


Fig.III.61 Validation de la reconfiguration en triphasé : Après sdéfaut : Tension de la phase « A » V_{AO} , Tension de la phase « B » V_{BO} , Tension de la phase « C » V_{CO} , Courant de charge de la phase A I_A : a) Défaut au maximum de la modulante, b) Défaut à modulante presque nulle

La figure Fig.III.62 montre que, comme pour le cas monophasé, le courant de la phase A tend à s'annuler après le blocage du bras. La tension de sortie de ce bras passe du niveau intermédiaire au niveau haut, vu que le courant passe par les diodes des modules IGBT et relie la phase au bus continu. Une fois le courant de la phase annulé et après le blanking, les fusibles s'ouvrent et isolent le bras. La tension du bras oscille puis s'annule en attendant le passage par zéro de la modulante pour reprendre la modulation sur trois niveaux.

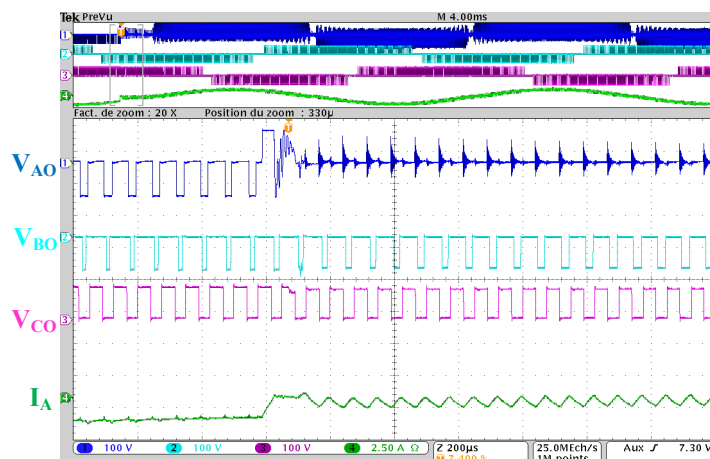


Fig.III.62 Validation de la reconfiguration en triphasé : Zoom sur l'instant de défaut : Tension de la phase « A » V_{AO} , Tension de la phase « B » V_{BO} , Tension de la phase « C » V_{CO} , Courant de charge de la phase « A » I_A

Chapitre III

Nous pouvons conclure que les tests expérimentaux ont été satisfaisants. Trois volets ont été validés. Le premier concerne le couplage entre deux topologies multiniveaux différentes : la topologie *FC* et la topologie *NPC*. En effet, l'équilibrage actif du potentiel point milieu réalisé par le bras *FC* prouve le bon fonctionnement de la connexion entre ces deux structures, grâce au filtre *LC*. Le deuxième volet est la continuité de fonctionnement sécurisé de l'onduleur suite à un défaut d'un IGBT. Sur ce plan, les essais ont assuré l'efficacité de la commande *SVM* développée. Le passage au mode post-défaut se passe sans aucune dégradation au niveau des courants et des tensions de sortie de l'onduleur. Finalement, le processus de la reconfiguration matérielle a été validé sur trois niveaux : détection du défaut, isolation du bras et connexion post défaut.

III.5 Calcul des pertes

Les pertes dissipées sont un critère important pour évaluer le rendement d'un convertisseur. C'est une étape importante pour caractériser son niveau de performance et dimensionner le dissipateur. C'est pourquoi nous nous sommes intéressés à dresser une comparaison entre la structure d'un onduleur *NPC* triphasé 3-niveaux classique et la topologie 4-bras hybride proposée. L'évaluation des pertes est élaborée par des simulations avec *Psim*. En effet, à l'aide des capteurs courants permettant d'évaluer la valeur instantanée du courant dans chaque semi-conducteur, et moyennant un modèle mathématique de calcul des pertes par conduction et par commutation, nous avons pu développer une comparaison au niveau des pertes joules dissipées non seulement entre les deux structure, mais aussi entre les bras et aussi entre chaque interrupteur d'un même bras.

III.5.1. Modèle mathématique

Les pertes totales dissipées au niveau d'un interrupteur de puissance sont la somme des pertes par conduction et des pertes de commutation. Les pertes à l'état bloqué et dans les drivers sont considérées négligeables :

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{com} \quad (III.108)$$

Avec :

P_{tot} : pertes totales

P_{cond} : pertes de conduction

P_{com} : pertes de commutation

Les pertes de conduction ont pour origine la tension de saturation du semi-conducteur (IGBT et diode) et sa résistance interne lorsqu'il est à l'état passant; alors que les pertes de commutation sont causées par les énergies d'amorçage et de blocage de l'interrupteur de puissance à chaque changement d'état.

$$P_{cond} = V_{sat} \langle I \rangle_{T_{MLI}} + R_{int} I_{eff}^2 \quad (III.109)$$

$$P_{comm} = (E_{on} + E_{off}) F_{inst} \quad (III.110)$$

Avec V_{sat} : tension de saturation virtuelle à courant nulle du semi conducteur.

Chapitre III

R_{int} : résistance interne du semi-conducteur.

$\langle I \rangle_{T_{MLI}}$: valeur moyenne du courant traversant le semi-conducteur sur une période MLI .

I_{eff} : valeur efficace du courant traversant le semi-conducteur.

E_{on} : énergie dissipée à l'amorçage du semi-conducteur.

E_{off} : énergie dissipée au blocage du semi-conducteur.

F_{inst} : fréquence instantanée de commutation du semi-conducteur.

La fréquence instantanée de commutation se calcule à partir des instants de deux amorçages consécutifs de l'interrupteur de puissance.

$$F_{inst} = \frac{1}{t_{on(k+1)} - t_{on(k)}} \quad (III.111)$$

Où $t_{on(i)}$ est l'instant de l'amorçage i .

Le tableau Tab.III.2 donne les valeurs de la tension de saturation V_{sat} et de la résistance interne R_{int} des modules IGBT et des diodes des bras NCP (INFINEON) et du bras FC (IXYS).

	INFINEON™ F3L150R07W2E3_B11 @125°C	IXYST™ FII40-06D @125°C
$V_{sat} \text{ IGBT}$	1.6V	2.2V
$V_{sat} \text{ diode}$	1.5V	2.8V
$R_{int} \text{ du module}$	2mΩ	2mΩ

Tab.III.2 Tableau des valeurs des tensions de saturation et de la résistance interne des modules IGBT utilisés pour les bras NPC et le bras FC

Les énergies dissipées à l'amorçage et au blocage de l'interrupteur sont fonction du courant qui le traverse. La courbe de l'évolution de ces énergies en fonction du courant est présentée sur le datasheet du constructeur. À partir de cette courbe, et à l'aide du logiciel *PlotDigitizer* qui permet de déterminer les coordonnées des points de la courbe de manière manuelle, et de *Excel* qui permet de synthétiser une équation de cette courbe, E_{on} et E_{off} sont modélisées sous la forme d'une interpolation polynomiale de deuxième degré par la méthode des moindres carrées.

$$E_{on} = A_{on} I^2 + B_{on} I + C_{on} \quad (III.112)$$

$$E_{off} = A_{off} I^2 + B_{off} I + C_{off} \quad (III.113)$$

La figure Fig.III.63 présente les différentes étapes pour la modélisation des énergies E_{on} et E_{off} .

I_{on} est la valeur du courant échantillonné après une durée ΔT de chaque amorçage, tandis que I_{off} est la valeur du courant échantillonné avant la même durée ΔT de chaque blocage, comme illustré sur la figure Fig.III.64. Avec $\Delta T \ll T_{MLI}$.

Contrairement à l'échantillonnage de I_{on} qui est faisable, l'échantillonnage de I_{off} est impossible à réaliser pour un problème de causalité. La solution est de translater le signal de commande initial issu de la SVM de ΔT et d'échantillonner le courant à l'instant du changement d'état du signal initial.

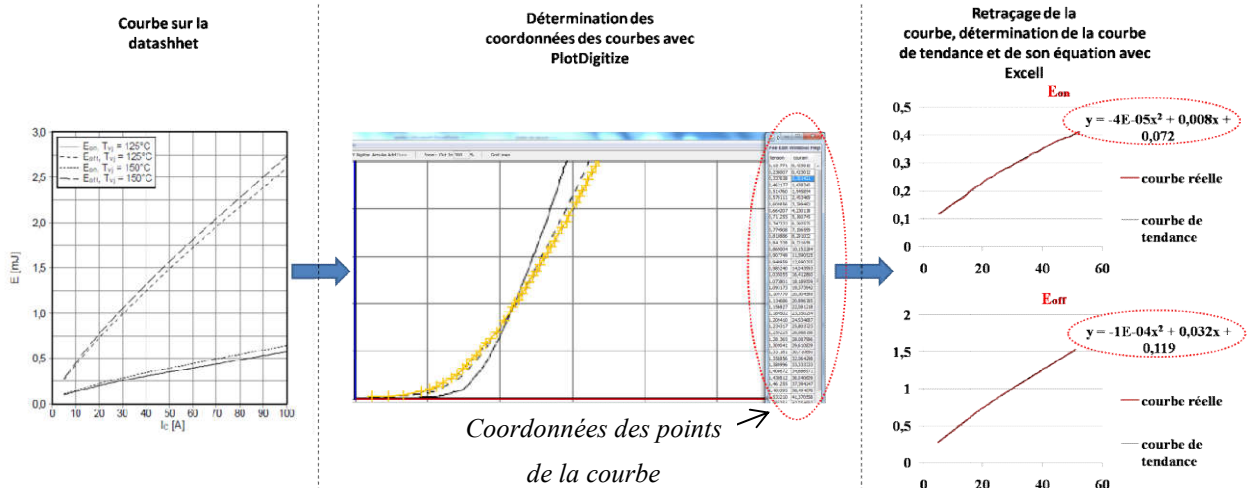


Fig.III.63 Modélisation des énergies de commutation

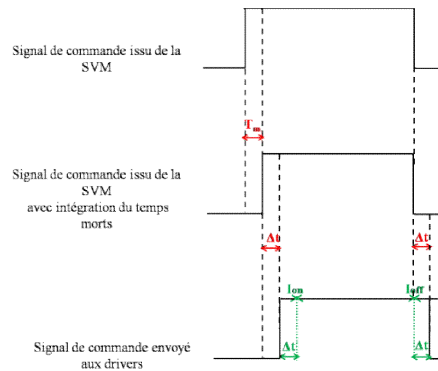


Fig.III.64 Modification des signaux de commande pour l'échantillonnage du courant au blocage

Une fois les valeurs instantanées des pertes par conduction et par commutation obtenues, la valeur moyenne de ses pertes sur une période de modulation est calculée. Cette méthode permet également de tenir compte de la forme d'onde réelle du courant dans la phase de l'onduleur NPC.

La figure Fig.III.65 résume les différentes étapes d'estimation des pertes.

III.5.1. Interprétation des résultats

Les simulations ont été effectuées sous une tension du bus continu $E = 600V$, avec une profondeur de modulation maximale, et un courant charge égal à $30A$. La fréquence de commutation est toujours égale à $20kHz$.

En premier temps, une comparaison entre les deux structures de l'onduleur 3-niveaux triphasé proposées est dressée dans la figure Fig.III.66. Pour les deux structures, les deux modes de fonctionnement, normal et dégradé sont pris en compte.

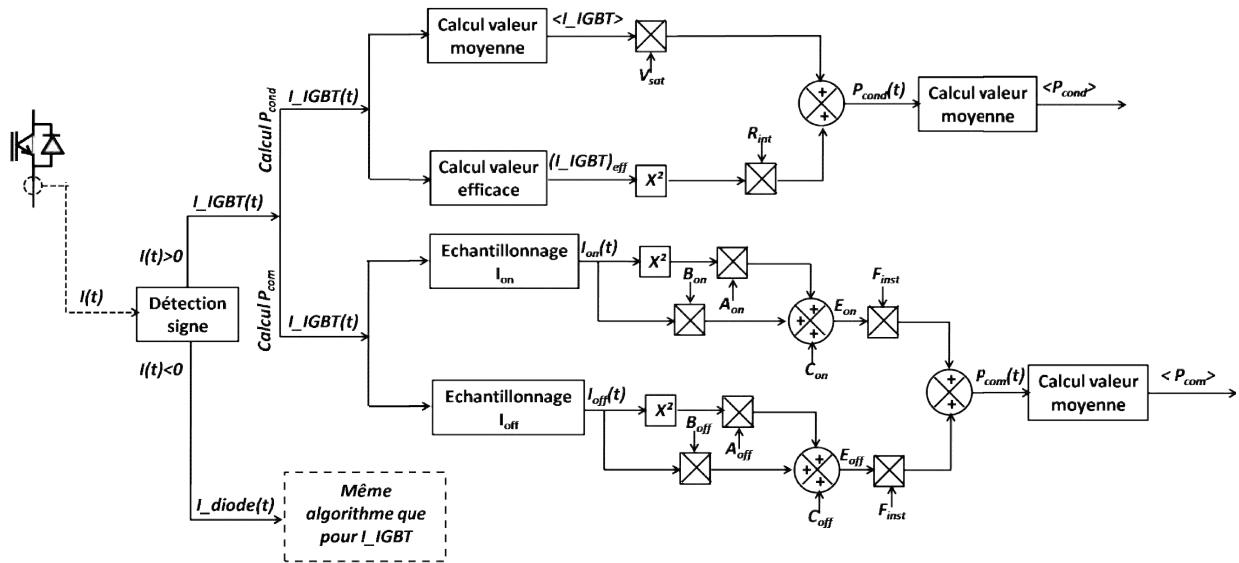


Fig.III.65 Algorithme d'estimation des pertes d'un module IGBT

En fonctionnement normal, la structure 4-bras engendre une augmentation totale de 8% au niveau des pertes dissipées par rapport à la structure 3-bras ; ce qui encourage le recours à cette topologie. Par contre, en mode dégradé, cette augmentation atteint les 36%. Cette augmentation est due principalement à une hausse importante des pertes par conduction par les diodes, diodes de clamp de la phase arrêtée et le *FC*. D'ailleurs, pour les deux structures, le passage du mode normal au mode dégradé est accompagné d'une réduction des pertes de commutation, contre une augmentation des pertes de conduction. D'une manière générale, les pertes présentent entre 2% et 3% de la puissance nominale de l'onduleur.

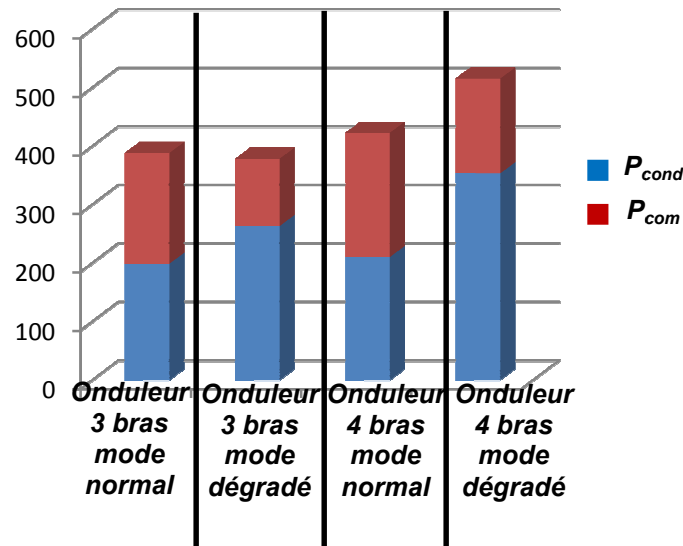


Fig.III.66 Pertes totales dissipées [W] par les deux structures d'onduleur 3-niveaux

Pour comprendre ce phénomène, une comparaison entre les pertes de chaque bras pour les deux topologies, dans les deux modes de fonctionnement est développée et présentée dans la figure Fig.III.67.

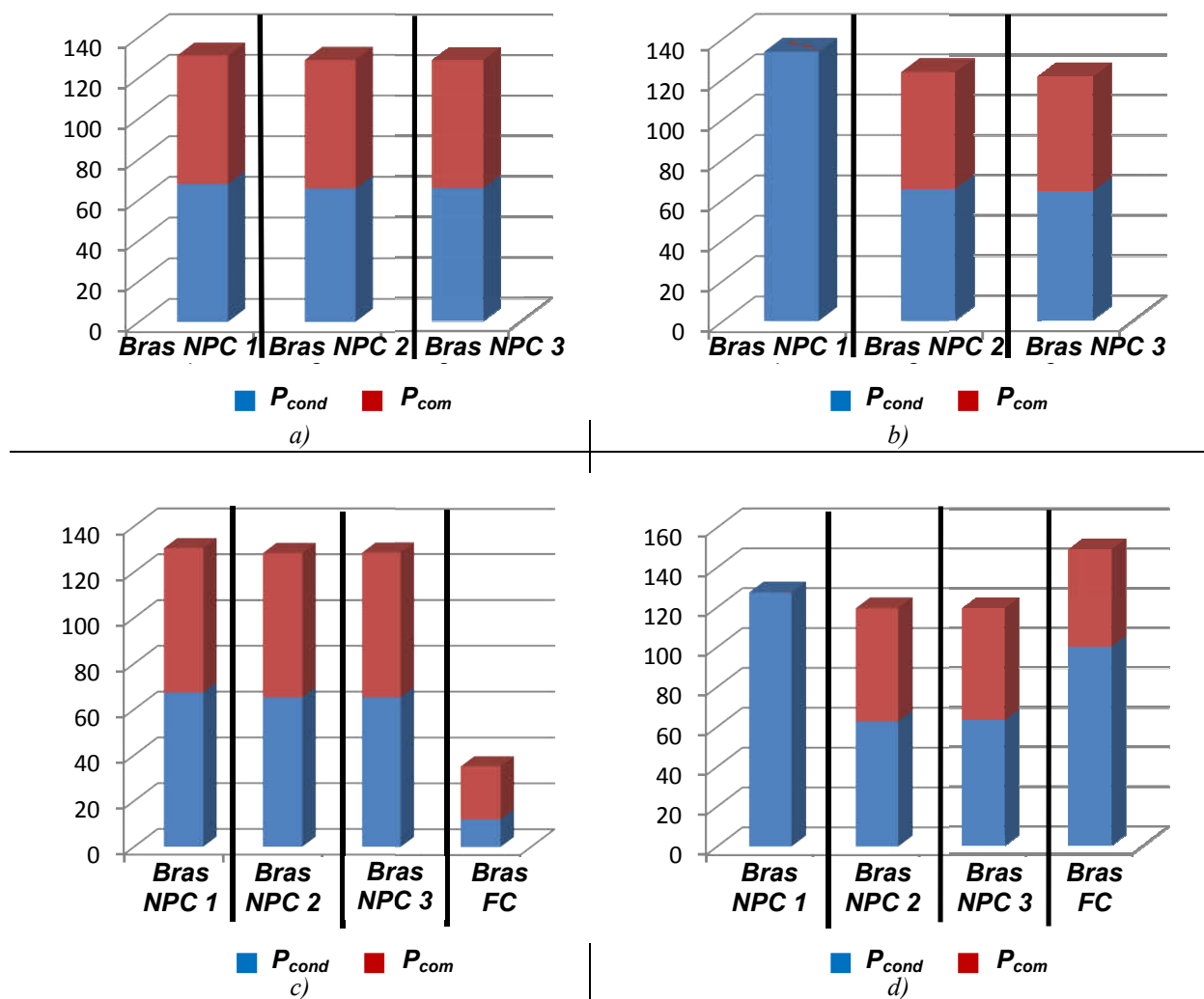


Fig.III.67 Pertes totales dissipées par chaque bras : a) Topologie 3-bras en mode normal, b) Topologie 3-bras en mode dégradé, c) Topologie 4-bras en mode normal, d) Topologie 4-bras en mode dégradé

D'abord, nous remarquons qu'en fonctionnement normal, les pertes sont équitablement réparties sur les trois bras NPC, ce qui se justifie par une charge parfaitement équilibrée. Le bras FC, lorsqu'il est utilisé comme générateur d'un potentiel point milieu dans la topologie 4-bras, dissipe moins qu'un tiers (27%) des pertes dissipées par un bras NPC. Et les pertes dissipées par ce bras FC sont principalement des pertes de commutation (65%), puisque le courant I_{FC} qui circule dans ce bras a une très faible valeur moyenne et une faible valeur efficace, ce qui induit des pertes de conduction faibles. Le basculement en mode dégradé, n'influe pratiquement pas sur les deux bras NPC sains puisqu'ils continuent de moduler normalement sur 3-niveaux. Le bras NPC endommagé (bras NPC A), malgré qu'il soit isolé, dissipe autant de pertes que lorsqu'il fonctionnait normalement. Cependant, ces pertes sont totalement des pertes de conduction. Elles sont engendrées par le passage du courant de la phase à travers les diodes parallèles des modules IGBT et des diodes de clamp. Ceci explique l'augmentation des pertes de conduction lors du passage du mode sain au mode dégradé.

D'autre part, les pertes du bras FC sont multipliées par cinq lors du passage du mode normal au mode défaillant. En effet, le courant circulant dans ce bras augmente considérablement en valeur efficace en mode dégradé vu que, à part les courants des points milieu des bras 2 et 3, il

Chapitre III

comprend tout le courant de la phase A . C'est pourquoi l'augmentation des pertes totales du bras FC en mode dégradé est liée principalement à l'augmentation des pertes par commutation. Avec cette augmentation, les pertes dissipées par le bras FC dépassent de 25% celles dissipées par un bras NPC . Ceci n'est pas problématique vu que le mode dégradé est un mode de fonctionnement provisoire.

Dans le but d'étendre l'étude sur les pertes dissipées par la structure NPC 3-niveaux, une comparaison entre les modules IGBT du même bras est établie dans la figure Fig.III.68

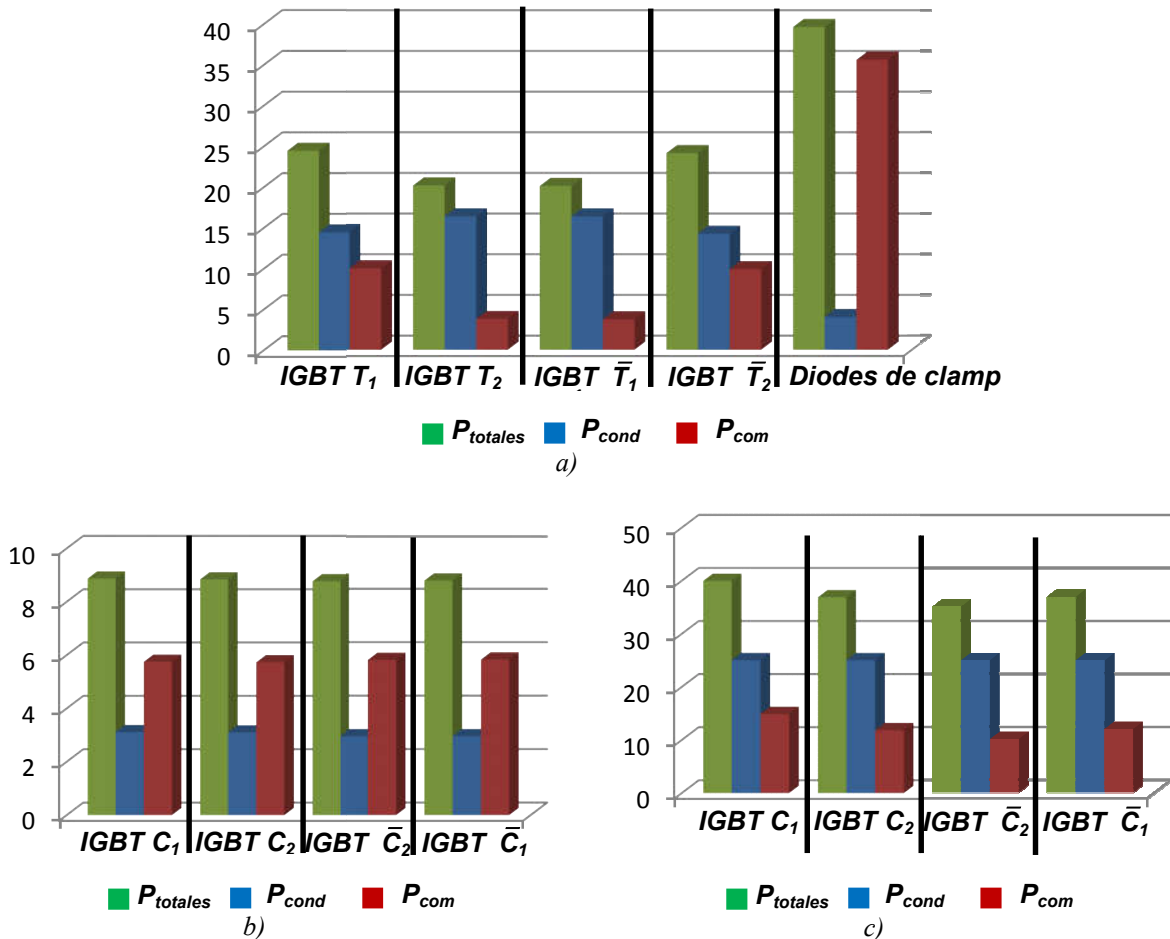


Fig.III.68 Pertes dissipées par chaque module du bras : a) NPC, b) FC en mode normal, c) FC en mode dégradé

Dans un premier, nous nous intéressons au bras NPC . Deux constations sont à prendre en compte. La première concerne l'importance des pertes dissipées par les diodes de clamping (30% des pertes du bras). En effet, chacune des deux diodes de clamping commutent continuellement le courant de phase pendant toute la demi-période de modulation pour permettre le découpage entre le niveau intermédiaire de tension l'autre niveau de tension (niveau haut ou niveau bas). C'est pourquoi les pertes au niveau de ces diodes sont principalement des pertes par commutation (90%). La deuxième remarque qu'on peut tirer, est que malgré la faible valeur des pertes de commutation des modules IGBT internes (IGBT T_2 et IGBT \bar{T}_1), qui traduit le fait que ces modules commutent à courant nul, les pertes totales des quatre modules sont presque égales. En effet, la faible valeur des pertes de commutation est compensée par une valeur des pertes par conduction plus importante des modules internes par rapport aux modules externes. Par ailleurs, lorsqu'ils ne commutent pas, les modules internes sont à l'état

Chapitre III

ON. Donc ils conduisent continuellement le courant pendant toute une demi-période de modulation.

Dans un deuxième temps, l'étude concerne les modules du bras *FC*, dans les deux modes de fonctionnement. Il est à noter que dans les deux cas, les pertes totales sont quasi-identiques pour les quatre composants (deux boîtiers), ce qui est prévisible vu que ce bras commute avec un rapport de modulation fixe et égal à 0.5, et que du coup il ne délivre à sa sortie qu'un seul niveau de tension.

III.6 Conclusion

Une série de tests expérimentaux décrits dans ce chapitre a permis de valider le bon fonctionnement de la structure 3-niveaux hybride proposée et conçue dans les deux modes de fonctionnement normal et dégradé. Le passage d'un mode à l'autre a été testé sur une charge *RL* et sur une machine asynchrone avec succès et sans aucune dégradation au niveau des tensions ou des courants.

D'autre part, des tests nous ont permis de bien choisir le type et le calibre des fusibles nécessaires pour l'isolation du bras. Un essai original qui prend en compte toute les parties de la nouvelle technique de reconfiguration matérielle a prouvé l'efficacité de cette technique.

Enfin de chapitre, nous avons pu dresser une comparaison entre la structure hybride proposée et la topologie classique *NPC* au niveau des pertes qu'engendre l'onduleur triphasé 3-niveaux.

CONCLUSION GENERALE

La fiabilité des systèmes de conversion électrique est un atout majeur que chercheurs et industriels essaient d'optimiser dans le but de rendre les systèmes électriques encore plus sécurisés et plus disponibles. L'aspect de continuité de service des convertisseurs statiques est d'autant plus évoqué avec le développement des sources d'énergie renouvelables et des smart-grid. En effet, les convertisseurs statiques présentent un élément incontournable dans l'architecture de ces smart-grids. C'est pourquoi, l'arrêt de la production de l'énergie électrique suite à une défaillance au niveau des convertisseurs est susceptible d'engendrer d'énormes pertes économiques.

L'axe principal de la thèse est la proposition d'une redondance parallèle au niveau du bras du convertisseur qui assure la tolérance aux défauts des semi-conducteurs. L'idée principale est de profiter du bras redondant en mode de fonctionnement normal. Partant de là, nous avons considéré une structure hybride qui connecte un bras 3-niveaux de type *FC* à un onduleur triphasé 3-niveaux de type *NPC*.

Nous avons mis l'accent dans le premier chapitre sur l'importance de la fiabilité dans le domaine industriel. Nous avons également montré la domination des pannes au niveau des IGBT comme cause principale de la défaillance des convertisseurs. Les causes et les conséquences de ces pannes ont été énumérées. Par la suite, nous avons décrit les techniques de diagnostic présentées dans la littérature, ainsi que les différents types de redondances utilisées dans les convertisseurs tolérants aux pannes.

Dans le deuxième chapitre, nous avons modélisé l'onduleur triphasé 3-niveaux *NPC* en mode de fonctionnement normal et en mode post-défaut après la perte d'un bras. Cette modélisation a permis d'élaborer un modulateur *SVM* dédié aux deux modes de fonctionnement. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'étude de la structure hybride 4-bras. Dans un premier temps, le rôle et la commande du bras *FC* a été détaillée. Ensuite, un filtre *LC* dont le rôle est d'assurer la connexion entre les deux topologies a été dimensionné. Finalement, le fonctionnement de cette structure après la perte d'un bras est analysé. Deux modes de fonctionnement dégradés sont proposés. La troisième partie est dédiée à la reconfiguration matérielle suite à un défaut. Sur ce plan, une nouvelle technique d'isolation et de connexion post défaut est présentée. Dans la dernière partie du chapitre, nous avons discuté les résultats de simulation des deux structures tolérantes aux pannes étudiées sur des charges *RL*. Des simulations avec commande en boucle ouverte (Loi V/f) et commande en boucle fermée (commande vectorielle) d'une machine asynchrone ont été également réalisées et analysées. Les résultats de toutes ces simulations nous ont permis de vérifier l'efficacité des commandes tolérantes aux pannes proposées et la robustesse du couplage entre la topologie *FC* et la topologie *NPC* grâce au filtre *LC*.

Dans le but de valider expérimentalement tous ces résultats, un prototype de la structure hybride a été conçu et fabriqué. Dans le troisième chapitre, nous avons présenté cette maquette expérimentale avec toutes les fonctionnalités qu'elle englobe. Des tests préliminaires servant à vérifier les circuits de protection, la génération des ordres de commande complémentaires et des temps morts sont réalisés. Pour s'assurer du bon fonctionnement de la partie puissance, des tests par bras et par cellule de commutation sont

Conclusion générale

également mis en œuvre. Une fois toutes les parties de la maquette testées, nous sommes passés à l'application des commandes tolérantes aux défauts proposées dans le *chapitre II* sur des charges *RL*. Une fois le basculement entre les modes de fonctionnement normal et dégradé s'est déroulé d'une manière sécurisée et sans dégradation des grandeurs électriques, nous nous sommes intéressés à la commande d'une machine asynchrone. Faute de temps, nous nous sommes limités à une commande en boucle ouverte. L'ensemble de ces tests nous ont permis de valider l'efficacité de la tolérance aux défauts de la structure proposée autant sur le niveau de la commande synthétisée que sur le plan de la reconfiguration matérielle adoptée. La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à une étude comparative entre la topologie *NPC* et la topologie hybride au niveau des pertes joules. Cette comparaison entre les deux structures a été accompagnée d'une étude détaillée des pertes au niveau des bras et des IGBT. Un algorithme et des simulations permettant l'estimation de ces pertes sont présentés et discutés.

En perspectives, le travail élaboré peut être l'objet de nouveaux sujets d'études:

- ✓ Sur le niveau tolérance aux défauts, une autre approche de diagnostic assurant plus de précision et de rapidité doit être synthétisée.
- ✓ Concernant le volet isolation, nous pourrions envisager l'intégration des fusibles dans les modules voire sur les puces.
- ✓ Afin d'optimiser la structure hybride, nous serons emmené à proposer d'autres fonctionnalités au bras de secours.
- ✓ Sur le plan hardware, le même principe de bras redondant multifonctionnel pourrait être appliqué sur d'autres topologies multiniveaux, comme les convertisseurs *T*-type ou les convertisseurs *NPC* 5-niveaux.
- ✓ Sur le plan expérimental, une commande d'une machine asynchrone avec la structure hybride utilisant la *SVM* comme commande rapprochée pourrait être le sujet d'une étude partenariat industriel ...
- ✓ Une émulation numérique temps réel de la chaîne « convertisseur hybride-charge » pourrait aider à optimiser le rendement et réduire les pertes de la structure hybride.

ANNEXE A

Calcul des rapports cycliques pour la commande SVM

1. Onduleur en fonctionnement normal

Nous rappelons la sectorisation du plan vectoriel de l'onduleur dans la figure Fig.A.1.

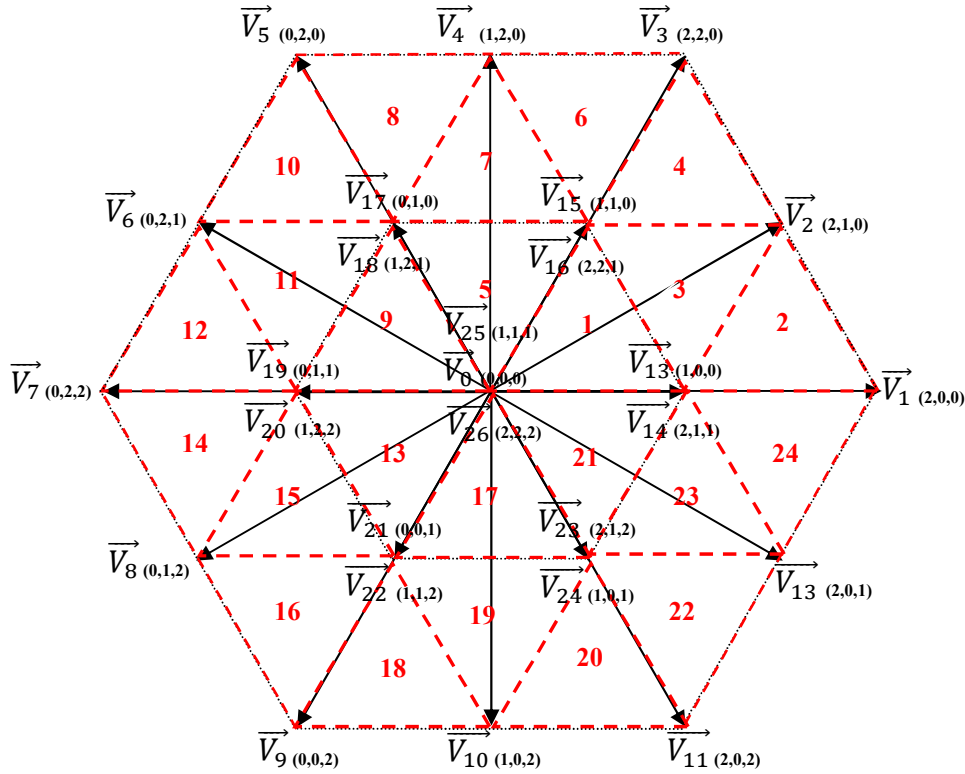


Fig.A.1 Sectorisation de plan (α, β) de l'onduleur NPC 3-niveaux triphasé

Nous rappelons également que pour le calcul des rapports cycliques, nous avons divisé les triangles en quatre familles :

- ✓ Famille I : elle regroupe les triangles 1, 5, 9, 13, 17 et 21
- ✓ Famille II : elle regroupe les triangles 2, 6, 10, 14, 18 et 22
- ✓ Famille III : elle regroupe les triangles 4, 8, 12, 16, 20 et 24
- ✓ Famille IV : elle regroupe les triangles 3, 7, 11, 15, 19 et 23

Pour les quatre familles, le calcul des rapports cycliques se fait à partir des équations (A.1) et (A.2)

$$\vec{V}_s = \alpha_a \vec{V}_a + \alpha_b \vec{V}_b + \alpha_c \vec{V}_c \quad (A.1)$$

$$\vec{V}_s = V_{SM} e^{j\theta_s} \quad (A.2)$$

1.1 Famille I

Annexe A

Chaque triangle de cette famille est formé par deux vecteurs actifs et un vecteur nul \vec{V}_c . Les deux vecteurs actifs ont pour expressions :

$$\vec{V}_a = \frac{E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}$$

$$\vec{V}_b = \frac{E}{3} e^{j(k)\frac{\pi}{3}}$$

Le tableau Tab.A.1 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille I .

	Triangle 1	Triangle 5	Triangle 9	Triangle 13	Triangle 17	Triangle 21
\vec{V}_a	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}
\vec{V}_b	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}
\vec{V}_c	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$

Tab.A.1 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{i=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille I

Les équations (A.1), (A.2), (A.3) et (A.4) donnent :

$$V_{SM} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{E}{3} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_a + \frac{E}{3} \begin{pmatrix} \cos(k)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_b + 0 \alpha_c \end{bmatrix} \quad (A.5)$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin(k)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_a \\ \alpha_b \end{pmatrix} \quad (A.6)$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin(k)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_a \\ \alpha_b \end{pmatrix} \quad (A.7)$$

$$\begin{pmatrix} \alpha_a \\ \alpha_b \end{pmatrix} = \frac{2\sqrt{3} V_{SM}}{E} \begin{pmatrix} \sin(k)\frac{\pi}{3} & -\cos(k)\frac{\pi}{3} \\ -\sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} \quad (A.8)$$

Donc :

$$\alpha_a = \frac{2\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin(k\frac{\pi}{3} - \theta_s) \quad (A.9)$$

$$\alpha_b = \frac{2\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin(\theta_s - (k-1)\frac{\pi}{3}) \quad (A.10)$$

Posons:

$$\theta_i = \theta_s - (k-1)\frac{\pi}{3} \quad (A.11)$$

Autrement dit:

Annexe A

$$\theta_i = \theta_s \text{ modulo } \left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{A.12})$$

Nous obtenons les expressions des rapports cycliques :

$$\alpha_a = \frac{2\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (\text{A.13})$$

$$\alpha_b = \frac{2\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \quad (\text{A.14})$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (\text{A.15})$$

1.2. Famille II

Les vecteurs de chaque triangle de cette famille s'écrivent sous la forme :

$$\vec{V}_a = \frac{E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.16})$$

$$\vec{V}_b = \frac{2E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.17})$$

$$\vec{V}_c = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{j(k-0.5)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.18})$$

Le tableau Tab.A.2 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille II.

	Triangle 2	Triangle 6	Triangle 10	Triangle 14	Triangle 18	Triangle 22
\vec{V}_a	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}
\vec{V}_b	\vec{V}_1	\vec{V}_3	\vec{V}_5	\vec{V}_7	\vec{V}_9	\vec{V}_{11}
\vec{V}_c	\vec{V}_2	\vec{V}_4	\vec{V}_6	\vec{V}_8	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{12}

Tab.A.2 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{l=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille II

Les équations (A.1), (A.2), (A.16), (A.17) et (A.18) donnent :

$$V_{SM} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \left[\frac{E}{3} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_a + \frac{2E}{3} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_b + \frac{E}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_c \right] \quad (\text{A.19})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k-0.5)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin(k-0.5)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_a + 2\alpha_b \\ \sqrt{3}\alpha_c \end{pmatrix} \quad (\text{A.20})$$

$$\begin{pmatrix} \alpha_a + 2\alpha_b \\ \sqrt{3}\alpha_c \end{pmatrix} = \frac{6 V_{SM}}{E} \begin{pmatrix} \sin(k-0.5)\frac{\pi}{3} & -\cos(k-0.5)\frac{\pi}{3} \\ -\sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} \quad (\text{A.21})$$

On obtient un système à deux équations :

Annexe A

$$\begin{cases} \alpha_a + 2 \alpha_b = \frac{6 V_{SM}}{E} \left[\sin(k - 0.5) \frac{\pi}{3} \cos \theta_s - \cos(k - 0.5) \frac{\pi}{3} \sin \theta_s \right] \end{cases} \quad (A.22)$$

$$\begin{cases} \sqrt{3} \alpha_c = \frac{6 V_{SM}}{E} \left[\cos(k - 1) \frac{\pi}{3} \sin \theta_s - \sin(k - 1) \frac{\pi}{3} \cos \theta_s \right] \end{cases} \quad (A.23)$$

$$\begin{cases} \alpha_a + 2 \alpha_b = \frac{6 V_{SM}}{E} \sin \left[\left((k - 0.5) \frac{\pi}{3} \right) - \theta_s \right] = \frac{6 V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{6} - \theta_i \right) \end{cases} \quad (A.24)$$

$$\begin{cases} \alpha_c = \frac{6 V_{SM}}{\sqrt{3} E} \sin \left[\theta_s - \left((k - 1) \frac{\pi}{3} \right) \right] = \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \end{cases} \quad (A.25)$$

Ainsi, on obtient directement l'expression de α_c :

$$\begin{cases} \alpha_a = \frac{6 V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{6} - \theta_i \right) - 2 \alpha_b \end{cases} \quad (A.26)$$

$$\begin{cases} \alpha_c = \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \end{cases} \quad (A.27)$$

Or, d'après (II.32) et (II.41) :

$$\alpha_a + \alpha_b + \alpha_c = 1 \quad (A.28)$$

On obtient :

$$\alpha_a = 1 - \alpha_b - \alpha_c = \frac{6 V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{6} - \theta_i \right) - 2 \alpha_b \quad (A.29)$$

α_b est alors donnée par :

$$\alpha_b = -1 + \alpha_c + \frac{6 V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{6} - \theta_i \right) \quad (A.30)$$

$$\alpha_b = -1 + \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) + \frac{6 V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{6} - \theta_i \right) \quad (A.31)$$

Or:

$$\sin \left(\frac{\pi}{6} - \theta_i \right) = \frac{1}{2} \cos \theta_i - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_i \quad (A.32)$$

Donc:

$$\alpha_b = -1 + \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) + \frac{6 V_{SM}}{E} \left(\frac{1}{2} \cos \theta_i - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \theta_i \right) \quad (A.33)$$

$$\alpha_b = -1 + \frac{V_{SM}}{E} [2\sqrt{3} \sin(\theta_i) + 3 \cos(\theta_i) - 3 \sqrt{3} \sin(\theta_i)] \quad (A.34)$$

$$\alpha_b = -1 + \frac{V_{SM}}{E} [3 \cos(\theta_i) - \sqrt{3} \sin(\theta_i)] \quad (A.35)$$

$$\alpha_b = -1 + \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta_i) - \frac{1}{2} \sin(\theta_i) \right] \quad (A.36)$$

Or :

Annexe A

$$\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) = \left[\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\theta_i) - \frac{1}{2} \sin(\theta_i) \right] \quad (\text{A.37})$$

On obtient finalement :

$$\alpha_b = -1 + \frac{2\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (\text{A.38})$$

α_b et α_c étant connus, l'expression de α_a est :

$$\alpha_a = 1 - \alpha_b - \alpha_c \quad (\text{A.39})$$

1.3. Famille III

Les vecteurs qui forment les triangles de cette famille s'écrivent sous la forme :

$$\vec{V}_a = \frac{E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.40})$$

$$\vec{V}_b = \frac{2E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.41})$$

$$\vec{V}_c = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{j(k-0.5)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.42})$$

Le tableau Tab.A.3 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille III.

	Triangle 4	Triangle 8	Triangle 12	Triangle 16	Triangle 20	Triangle 24
\vec{V}_a	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}
\vec{V}_b	\vec{V}_3	\vec{V}_5	\vec{V}_7	\vec{V}_9	\vec{V}_{11}	\vec{V}_1
\vec{V}_c	\vec{V}_2	\vec{V}_4	\vec{V}_6	\vec{V}_8	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{12}

Tab.A.3Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{l=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille III

Les équations (A.1), (A.2), (A.40), (A.41) et (A.42) donnent :

$$V_{SM} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \left[\frac{E}{3} \begin{pmatrix} \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_a + \frac{2E}{3} \begin{pmatrix} \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_b + \frac{E}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos (k-0.5)\frac{\pi}{3} \\ \sin (k-0.5)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_c \right] \quad (\text{A.43})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 \cdot V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos k\frac{\pi}{3} & \cos (k-0.5)\frac{\pi}{3} \\ \sin k\frac{\pi}{3} & \sin (k-0.5)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_a + 2 \cdot \alpha_b \\ \sqrt{3} \cdot \alpha_c \end{pmatrix} \quad (\text{A.44})$$

$$\begin{pmatrix} \alpha_a + 2 \alpha_b \\ \sqrt{3} \alpha_c \end{pmatrix} = \frac{-6 V_{SM}}{E} \begin{pmatrix} \sin (k-0.5)\frac{\pi}{3} & -\cos (k-0.5)\frac{\pi}{3} \\ -\sin (k\frac{\pi}{3}) & \cos (k\frac{\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} \quad (\text{A.45})$$

On obtient un système à deux équations :

$$\left\{ \begin{aligned} \alpha_a + 2 \alpha_b &= \frac{-6 V_{SM}}{E} \left(\sin(k-0.5)\frac{\pi}{3} \cos \theta_s - \cos(k-0.5)\frac{\pi}{3} \sin \theta_s \right) \\ &\sim 174 \sim \end{aligned} \right. \quad (\text{A.46})$$

Annexe A

$$\sqrt{3} \alpha_c = \frac{-6 V_{SM}}{E} \left(\cos(k \frac{\pi}{3}) \sin \theta_s - \sin(k \frac{\pi}{3}) \cos \theta_s \right) \quad (A.47)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \alpha_a + 2 \alpha_b &= \frac{6 V_{SM}}{E} \sin \left[(k - 0.5) \frac{\pi}{3} - \theta_s \right] = \frac{6 V_{SM}}{E} \sin \left(\theta_i - \frac{\pi}{6} \right) \end{aligned} \right. \quad (A.48)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \alpha_c &= \frac{6 V_{SM}}{\sqrt{3} E} \sin \left[(k \frac{\pi}{3}) - \theta_s \right] = \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_i \right) \end{aligned} \right. \quad (A.49)$$

Ainsi, on obtient directement l'expression de α_c :

$$\left\{ \begin{aligned} \alpha_a &= \frac{6 V_{SM}}{E} \sin \left(\theta_i - \frac{\pi}{6} \right) - 2 \alpha_b \end{aligned} \right. \quad (A.50)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \alpha_c &= \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_i \right) \end{aligned} \right. \quad (A.51)$$

Or, d'après (II.32) et (II.41) :

$$\alpha_a + \alpha_b + \alpha_c = 1 \quad (A.52)$$

On obtient :

$$\alpha_a = 1 - \alpha_b - \alpha_c = \frac{6 V_{SM}}{E} \sin \left(\theta_i - \frac{\pi}{6} \right) - 2 \alpha_b \quad (A.53)$$

α_b est alors donnée par :

$$\alpha_b = -1 + \alpha_c + \frac{6 V_{SM}}{E} \sin \left(\theta_i - \frac{\pi}{6} \right) \quad (A.54)$$

$$\alpha_b = -1 + \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_i \right) + \frac{6 V_{SM}}{E} \sin \left(\theta_i - \frac{\pi}{6} \right) \quad (A.55)$$

On obtient :

$$\alpha_b = -1 + \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_i \right) \quad (A.56)$$

α_b et α_c étant connus, l'expression de α_a est :

$$\alpha_a = 1 - \alpha_b - \alpha_c \quad (A.57)$$

Nous obtenons les expressions des rapports cycliques :

$$\alpha_b = -1 + \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin (\theta_i) \quad (A.58)$$

$$\alpha_c = \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_i \right) \quad (A.59)$$

$$\alpha_a = 1 - \alpha_b - \alpha_c \quad (A.60)$$

Annexe A

1.4. Famille IV

Les vecteurs qui forment les triangles de cette famille s'écrivent sous la forme :

$$\vec{V}_a = \frac{E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.61})$$

$$\vec{V}_b = \frac{E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.62})$$

$$\vec{V}_c = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{j(k-0.5)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.63})$$

Le tableau Tab.A.4 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille IV.

	Triangle 3	Triangle 7	Triangle 11	Triangle 15	Triangle 19	Triangle 23
\vec{V}_a	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}
\vec{V}_b	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}
\vec{V}_c	\vec{V}_2	\vec{V}_4	\vec{V}_6	\vec{V}_8	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{12}

Tab.A.4 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{l=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille IV

Les équations (A.1), (A.2), (A.61), (A.62) et (A.63) donnent :

$$V_{SM} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \left[\frac{E}{3} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_a + \frac{E}{3} \begin{pmatrix} \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_b + \frac{E}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos(k-0.5)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-0.5)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_c \right] \quad (\text{A.64})$$

$$\cos \theta_s = \frac{E}{3 V_{SM}} \left(\cos(k-1)\frac{\pi}{3} \alpha_a + \cos(k\frac{\pi}{3}) \alpha_b + \sqrt{3} \cos(k-0.5)\frac{\pi}{3} \alpha_c \right) \quad (\text{A.65})$$

$$\sin \theta_s = \frac{E}{3 V_{SM}} \left(\sin(k-1)\frac{\pi}{3} \alpha_a + \sin(k\frac{\pi}{3}) \alpha_b + \sqrt{3} \sin(k-0.5)\frac{\pi}{3} \alpha_c \right) \quad (\text{A.66})$$

$$\cos \theta_s = \frac{E}{3 V_{SM}} \left(\frac{1}{2} \cos(k\frac{\pi}{3}) \right) (\alpha_a + 3 \alpha_c + 2 \alpha_b) + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(k\frac{\pi}{3}) (\alpha_a + \alpha_c) \quad (\text{A.67})$$

$$\sin \theta_s = \frac{E}{3 V_{SM}} \left(\frac{1}{2} \sin(k\frac{\pi}{3}) \right) (\alpha_a + 3 \alpha_c + 2 \alpha_b) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(k\frac{\pi}{3}) (\alpha_a + \alpha_c) \quad (\text{A.68})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{6 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos(k\frac{\pi}{3}) & \sqrt{3} \sin(k\frac{\pi}{3}) \\ \sin(k\frac{\pi}{3}) & -\sqrt{3} \cos(k\frac{\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_a + 3 \alpha_c + 2 \alpha_b \\ \alpha_a + \alpha_c \end{pmatrix} \quad (\text{A.69})$$

$$\begin{pmatrix} \alpha_a + 3 \alpha_c + 2 \alpha_b \\ \alpha_a + \alpha_c \end{pmatrix} = \frac{6 V_{SM}}{E} (-\sqrt{3}) \begin{pmatrix} -\sqrt{3} \cos(k\frac{\pi}{3}) & -\sqrt{3} \sin(k\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(k\frac{\pi}{3}) & \cos(k\frac{\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} \quad (\text{A.70})$$

Annexe A

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_a + 3 \alpha_c + 2 \alpha_b = \frac{6 V_{SM}}{E} \cos(k \frac{\pi}{3} - \theta_s) \end{array} \right. \quad (A.71)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_a + \alpha_c = \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin(k \frac{\pi}{3} - \theta_s) \end{array} \right. \quad (A.72)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_a + \alpha_b + \alpha_c = 1 \end{array} \right. \quad (A.73)$$

Ce système d'équations permet d'obtenir les expressions de:

$$\alpha_a = 1 - \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \quad (A.74)$$

$$\alpha_b = 1 - \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin(\frac{\pi}{3} - \theta_i) \quad (A.75)$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (A.76)$$

Le tableau Tab.A.5 récapitule les expressions des rapports cycliques.

Annexe A

Famille I		Triangle 1	Triangle 5	Triangle 9	Triangle 13	Triangle 17	Triangle 21
	\vec{V}_a	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}
	α_a	$\frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right)$					
	\vec{V}_b	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}
	α_b	$\frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin(\theta_i)$					
	\vec{V}_c	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$	$\vec{V}_0, \vec{V}_{25}, \vec{V}_{26}$
	α_c	$1 - \alpha_a - \alpha_b$					
Famille II		Triangle 2	Triangle 6	Triangle 10	Triangle 14	Triangle 18	Triangle 22
	\vec{V}_a	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}
	α_a	$1 - \alpha_b - \alpha_c$					
	\vec{V}_b	\vec{V}_1	\vec{V}_3	\vec{V}_5	\vec{V}_7	\vec{V}_9	\vec{V}_{11}
	α_b	$\alpha_b = -1 + \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right)$					
	\vec{V}_c	\vec{V}_2	\vec{V}_4	\vec{V}_6	\vec{V}_8	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{12}
	α_c	$\frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin(\theta_i)$					
Famille III		Triangle 4	Triangle 8	Triangle 12	Triangle 16	Triangle 20	Triangle 24
	\vec{V}_a	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}
	α_a	$1 - \alpha_b - \alpha_c$					
	\vec{V}_b	\vec{V}_3	\vec{V}_5	\vec{V}_7	\vec{V}_9	\vec{V}_{11}	\vec{V}_1
	α_b	$-1 + \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin(\theta_i)$					
	\vec{V}_c	\vec{V}_2	\vec{V}_4	\vec{V}_6	\vec{V}_8	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{12}
	α_c	$\frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right)$					
Famille IV		Triangle 3	Triangle 7	Triangle 11	Triangle 15	Triangle 19	Triangle 23
	\vec{V}_a	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}
	α_a	$1 - \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin(\theta_i)$					
	\vec{V}_b	\vec{V}_{15} et \vec{V}_{16}	\vec{V}_{17} et \vec{V}_{18}	\vec{V}_{19} et \vec{V}_{20}	\vec{V}_{21} et \vec{V}_{22}	\vec{V}_{23} et \vec{V}_{24}	\vec{V}_{13} et \vec{V}_{14}
	α_b	$1 - \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right)$					
	\vec{V}_c	\vec{V}_2	\vec{V}_4	\vec{V}_6	\vec{V}_8	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{12}
	α_c	$1 - \alpha_a - \alpha_b$					

Tab.A.5 Tableau récapitulatif des expressions des rapports cycliques α_i

Annexe A

2.2. Onduleur reconfiguré deux bars actifs en mode (3-2-2) :

Nous rappelons la sectorisation du plan vectoriel de l'onduleur dans la figure Fig.A.1.

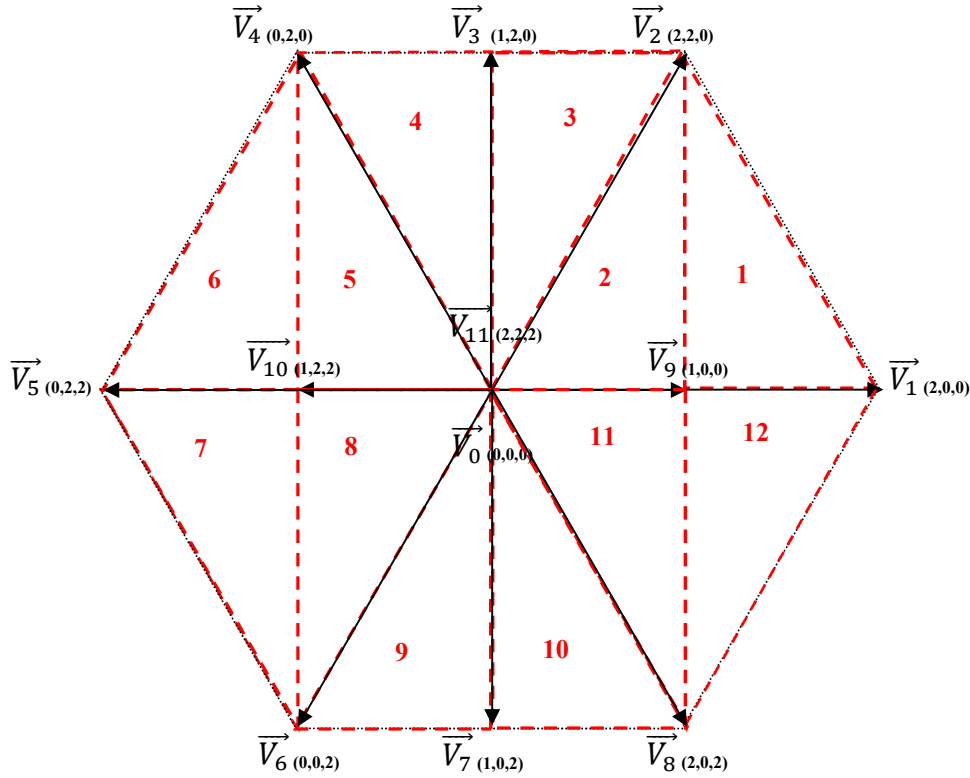


Fig.A.2 Sectorisation de plan (α, β) de l'onduleur hybride 4 bras reconfiguré en mode (3-2-2)

Nous rappelons également que pour le calcul des rapports cycliques, nous avons divisé les triangles en six familles :

- ✓ Famille *I* : elle regroupe les triangles 1 et 7.
- ✓ Famille *II* : elle regroupe les triangles 2 et 8.
- ✓ Famille *III* : elle regroupe les triangles 3 et 9.
- ✓ Famille *IV* : elle regroupe les triangles 4 et 10.
- ✓ Famille *V* : elle regroupe les triangles 5 et 11.
- ✓ Famille *VI* : elle regroupe les triangles 6 et 12.

2.1. Famille *I*

Chaque triangle de cette famille est formé par trois vecteurs actifs dont les expressions sont:

$$\vec{V}_a = \frac{E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.77})$$

$$\vec{V}_b = \frac{2E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.78})$$

$$\vec{V}_c = \frac{2E}{3} e^{j(k)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.79})$$

Le tableau Tab.A.6 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille *I*.

Annexe A

	Triangle 01	Triangle 07
\vec{V}_a	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}
\vec{V}_b	\vec{V}_1	\vec{V}_5
\vec{V}_c	\vec{V}_2	\vec{V}_6

Tab.A.6 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{i=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille I

Les équations (A.1), (A.2), (A.77), (A.78) et (A.79) donnent :

$$V_{SM} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \left[\frac{E}{3} \begin{pmatrix} \cos (k-1) \frac{\pi}{3} \\ \sin (k-1) \frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_a + \frac{2E}{3} \begin{pmatrix} \cos (k-1) \frac{\pi}{3} \\ \sin (k-1) \frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_b + \frac{2E}{3} \begin{pmatrix} \cos (k) \frac{\pi}{3} \\ \sin (k) \frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_c \right] \quad (\text{A.80})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos (k-1) \frac{\pi}{3} & \cos (k) \frac{\pi}{3} \\ \sin (k-1) \frac{\pi}{3} & \sin (k) \frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_a + 2 T_b \\ T_c \end{pmatrix} \quad (\text{A.81})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos (k-1) \frac{\pi}{3} & \cos (k) \frac{\pi}{3} \\ \sin (k-1) \frac{\pi}{3} & \sin (k) \frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_a + 2 \alpha_b \\ \alpha_c \end{pmatrix} \quad (\text{A.82})$$

$$\begin{pmatrix} \alpha_a + 2 \alpha_b \\ \alpha_c \end{pmatrix} = \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \begin{pmatrix} \sin (k) \frac{\pi}{3} & -\cos (k) \frac{\pi}{3} \\ -\sin (k-1) \frac{\pi}{3} & \cos (k-1) \frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} \quad (\text{A.83})$$

Donc :

$$\alpha_a + 2 \alpha_b = \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(k \frac{\pi}{3} - \theta_s \right) \quad (\text{A.84})$$

$$\alpha_c = \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\theta_s - (k-1) \frac{\pi}{3} \right) \quad (\text{A.85})$$

Posons:

$$\theta_i = \theta_s - (k-1) \frac{\pi}{3} \quad (\text{A.86})$$

Ce que veut dire:

$$\theta_i = \theta_s \text{ modulo } \left(\frac{\pi}{3} \right) \quad (\text{A.87})$$

On obtient :

$$\alpha_a + 2 \alpha_b = \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_i \right) \quad (\text{A.88})$$

$$\alpha_c = \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin (\theta_i) \quad (\text{A.89})$$

$$1 = \alpha_a + \alpha_b + \alpha_c \quad (\text{A.90})$$

La résolution de ce système conduit à la détermination des trois inconnues :

Annexe A

$$\alpha_a = 2 - \frac{2\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta_i\right) \quad (\text{A.91})$$

$$\alpha_b = \frac{\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \quad (\text{A.92})$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (\text{A.93})$$

2.2. Famille II

Chaque triangle de cette famille est formé par deux vecteurs nuls et deux vecteurs actifs dont les expressions sont:

$$\vec{V}_a = \frac{E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.94})$$

$$\vec{V}_b = \frac{2E}{3} e^{j(k)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.95})$$

Le tableau Tab.A.7 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille II.

	Triangle 02	Triangle 08
\vec{V}_a	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}
\vec{V}_b	\vec{V}_2	\vec{V}_6
\vec{V}_c	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}

Tab.A.7 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{i=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille II

Les équations (A.1), (A.2), (A.94) et (A.95) donnent :

$$V_{SM} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \left[\frac{E}{3} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_a + \frac{2E}{3} \begin{pmatrix} \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_b + 0 \cdot \alpha_c \right] \quad (\text{A.96})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_a \\ \alpha_b \end{pmatrix} \quad (\text{A.97})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_a \\ 2\alpha_b \end{pmatrix} \quad (\text{A.98})$$

$$\begin{pmatrix} \alpha_a \\ 2\alpha_b \end{pmatrix} = \frac{2\sqrt{3} V_{SM}}{E} \begin{pmatrix} \sin k\frac{\pi}{3} & -\cos k\frac{\pi}{3} \\ -\sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} \quad (\text{A.99})$$

$$\alpha_a = \frac{2\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (\text{A.100})$$

Annexe A

$$\alpha_b = \frac{\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \quad (\text{A.101})$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (\text{A.102})$$

2.3. Famille III

Chaque triangle de cette famille est formé par deux vecteurs nuls et deux vecteurs actifs dont les expressions sont:

$$\vec{V}_a = \frac{2E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.103})$$

$$\vec{V}_b = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{j(k-0.5)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.104})$$

Le tableau Tab.A.8 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille III.

	Triangle 03	Triangle 09
\vec{V}_a	\vec{V}_2	\vec{V}_6
\vec{V}_b	\vec{V}_3	\vec{V}_7
\vec{V}_c	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}

Tab.A.8 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{i=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille III

Les équations (A.1), (A.2), (A.103) et (A.104) donnent :

$$V_{SM} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \left[\frac{2E}{3} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_a + \frac{E}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos(k-0.5)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-0.5)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_b + 0. \alpha_c \right] \quad (\text{A.105})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k-0.5)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin(k-0.5)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2 \alpha_a \\ \sqrt{3} \alpha_b \end{pmatrix} \quad (\text{A.106})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k-0.5)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin(k-0.5)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2 \alpha_a \\ \sqrt{3} \alpha_b \end{pmatrix} \quad (\text{A.107})$$

$$\begin{pmatrix} 2 \alpha_a \\ \sqrt{3} \alpha_b \end{pmatrix} = \frac{6 V_{SM}}{E} \begin{pmatrix} \sin(k-0.5)\frac{\pi}{3} & -\cos(k-0.5)\frac{\pi}{3} \\ -\sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} \quad (\text{A.108})$$

D'où :

$$2 \alpha_a = \frac{6 V_{SM}}{E} \sin((k-0.5)\frac{\pi}{3} - \theta_s) \quad (\text{A.109})$$

$$\sqrt{3} \alpha_b = \frac{6 V_{SM}}{E} \sin(\theta_s - (k-1)\frac{\pi}{3}) \quad (\text{A.110})$$

$$1 = \alpha_a + \alpha_b + \alpha_c \quad (\text{A.111})$$

Annexe A

La résolution de ce système conduit à la détermination des trois inconnues :

$$\alpha_a = \frac{3 V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{6} - \theta_j \right) \quad (\text{A.112})$$

$$\alpha_b = \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin (\theta_j) \quad (\text{A.113})$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (\text{A.114})$$

Avec :

$$\theta_j = \theta_s \text{ modulo } \left(\frac{\pi}{6} \right) \quad (\text{A.115})$$

2.4. Famille IV

Chaque triangle de cette famille est formé par deux vecteurs nuls et deux vecteurs actifs dont les expressions sont:

$$\vec{V}_a = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{j(k-0.5)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.116})$$

$$\vec{V}_b = \frac{2E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.117})$$

Le tableau Tab.A.9 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille IV.

	Triangle 04	Triangle 10
\vec{V}_a	\vec{V}_3	\vec{V}_7
\vec{V}_b	\vec{V}_4	\vec{V}_8
\vec{V}_c	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}

Tab.A.9 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{i=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille IV

Les équations (A.1), (A.2), (A.116) et (A.117) donnent :

$$V_{SM} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \left[\frac{E}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos (k-0.5)\frac{\pi}{3} \\ \sin (k-0.5)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_a + \frac{2E}{3} \begin{pmatrix} \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_b + 0 \alpha_c \right] \quad (\text{A.118})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos (k-0.5)\frac{\pi}{3} & \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin (k-0.5)\frac{\pi}{3} & \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sqrt{3} \alpha_a \\ 2 \alpha_b \end{pmatrix} \quad (\text{A.119})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos (k-0.5)\frac{\pi}{3} & \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin (k-0.5)\frac{\pi}{3} & \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sqrt{3} \alpha_a \\ 2 \alpha_b \end{pmatrix} \quad (\text{A.120})$$

$$\begin{pmatrix} \sqrt{3} \alpha_a \\ 2 \alpha_b \end{pmatrix} = \frac{6 V_{SM}}{E} \begin{pmatrix} \sin k\frac{\pi}{3} & -\cos k\frac{\pi}{3} \\ -\sin (k-0.5)\frac{\pi}{3} & \cos (k-0.5)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} \quad (\text{A.121})$$

Donc :

Annexe A

$$\alpha_a = \frac{2\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta_j\right) \quad (\text{A.122})$$

$$\alpha_b = \frac{3 V_{SM}}{E} \sin(\theta_j) \quad (\text{A.123})$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (\text{A.124})$$

2.5. Famille V

. Chaque triangle de cette famille est formé par deux vecteurs nuls et deux vecteurs actifs dont les expressions sont:

$$\vec{V}_a = \frac{2E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.125})$$

$$\vec{V}_b = \frac{E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.126})$$

Le tableau Tab.A.10 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille V.

	Triangle 05	Triangle 11
\vec{V}_a	\vec{V}_4	\vec{V}_8
\vec{V}_b	\vec{V}_{10}	\vec{V}_9
\vec{V}_c	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}

Tab.A.10 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{i=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille V

Les équations (A.1), (A.2), (A.125) et (A.126) donnent :

$$V_{SM} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \left[\frac{2E}{3} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_a + \frac{E}{3} \begin{pmatrix} \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_b + 0 \cdot \alpha_c \right] \quad (\text{A.127})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2\alpha_a \\ \alpha_b \end{pmatrix} \quad (\text{A.128})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2\alpha_a \\ \alpha_b \end{pmatrix} \quad (\text{A.129})$$

$$\begin{pmatrix} 2\alpha_a \\ \alpha_b \end{pmatrix} = \frac{2\sqrt{3} V_{SM}}{E} \begin{pmatrix} \sin k\frac{\pi}{3} & -\cos k\frac{\pi}{3} \\ -\sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} \quad (\text{A.130})$$

Donc :

$$\alpha_a = \frac{\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (\text{A.131})$$

Annexe A

$$\alpha_b = \frac{2\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \quad (\text{A.132})$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (\text{A.133})$$

2.6. Famille VI

Chaque triangle de cette famille est formé par trois vecteurs actifs dont les expressions sont:

$$\vec{V}_a = \frac{2E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.134})$$

$$\vec{V}_b = \frac{E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.135})$$

$$\vec{V}_c = \frac{2E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (\text{A.136})$$

Le tableau Tab.A.11 identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la famille VI.

	Triangle 06	Triangle 12
\vec{V}_a	\vec{V}_4	\vec{V}_8
\vec{V}_b	\vec{V}_{10}	\vec{V}_9
\vec{V}_c	\vec{V}_5	\vec{V}_1

Tab.A.11 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{i=a,b,c}$ et les vecteurs tension de l'onduleur pour les triangles de la famille VI

Les équations (A.1), (A.2), (A.134), (A.135) et (A.136) donnent :

$$V_{SM} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \left[\frac{2E}{3} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_a + \frac{E}{3} \begin{pmatrix} \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_b + \frac{2E}{3} \begin{pmatrix} \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \alpha_c \right] \quad (\text{A.137})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2\alpha_a \\ \alpha_b + 2\alpha_c \end{pmatrix} \quad (\text{A.138})$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 V_{SM}} \begin{pmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos k\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin k\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2\alpha_a \\ \alpha_b + 2\alpha_c \end{pmatrix} \quad (\text{A.139})$$

$$\begin{pmatrix} 2\alpha_a \\ \alpha_b + 2\alpha_c \end{pmatrix} = \frac{2\sqrt{3} V_{SM}}{E} \begin{pmatrix} \sin k\frac{\pi}{3} & -\cos k\frac{\pi}{3} \\ -\sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_s \\ \sin \theta_s \end{pmatrix} \quad (\text{A.140})$$

La résolution de ce système conduit à la détermination des trois inconnues :

$$\alpha_a = \frac{\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (\text{A.141})$$

Annexe A

$$\alpha_b = 2 - \frac{2\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta_i\right) \quad (\text{A.142})$$

$$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b \quad (\text{A.143})$$

Le tableau Tab.A.12 récapitule les expressions des rapports cycliques de tous les vecteurs dans tous les triangles.

	Famille I		Famille II		Famille III	
	Triangle 1	Triangle 7	Triangle 2	Triangle 8	Triangle 3	Triangle 9
\vec{V}_a	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}	\vec{V}_2	\vec{V}_6
α_a	$2 - \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta_i\right)$		$\frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right)$		$\frac{3 V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{6} - \theta_j\right)$	
\vec{V}_b	\vec{V}_1	\vec{V}_5	\vec{V}_2	\vec{V}_6	\vec{V}_3	\vec{V}_7
α_b	$\frac{\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\theta_i\right)$		$\frac{\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\theta_i\right)$		$\frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\theta_j\right)$	
\vec{V}_c	\vec{V}_2	\vec{V}_6	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}		\vec{V}_0, \vec{V}_{11}	
α_c	$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b$					
	Famille IV		Famille V		Famille VI	
	Triangle 4	Triangle 10	Triangle 5	Triangle 11	Triangle 6	Triangle 12
\vec{V}_a	\vec{V}_3	\vec{V}_7	\vec{V}_4	\vec{V}_8	\vec{V}_4	\vec{V}_8
α_a	$\frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{6} - \theta_j\right)$		$\frac{\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right)$		$\frac{\sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right)$	
\vec{V}_b	\vec{V}_4	\vec{V}_8	\vec{V}_{10}	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}	\vec{V}_9
α_b	$\frac{3 V_{SM}}{E} \sin \left(\theta_i\right)$		$\frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\theta_i\right)$		$2 - \frac{2 \sqrt{3} V_{SM}}{E} \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta_i\right)$	
\vec{V}_c	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}		\vec{V}_0, \vec{V}_{11}		\vec{V}_5	\vec{V}_1
α_c	$\alpha_c = 1 - \alpha_a - \alpha_b$					

Tab.A.12 Tableau récapitulatif des expressions des rapports cycliques α_i de chaque vecteur dans chaque triangle du plan (α, β) de l'onduleur

ANNEXE B

Tables de commutation pour la commande SVM

1. Onduleur en fonctionnement normal

		V_0	V_{13}	V_{15}	V_{25}	V_{14}	V_{16}	V_{26}	V_{16}	V_{14}	V_{25}	V_{15}	V_{13}	V_0
C_{T1}	1													
	0													
C_{T2}	1													
	0													
C_{T3}	1													
	0													
C_{T4}	1													
	0													
C_{T5}	1													
	0													
C_{T6}	1													
	0													
		$\alpha_c/8$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/8$

$k.T_{MLI}$ Fig.B.1 Triangle 1 $(k+1)T_{MLI}$

		V_{13}	V_1	V_2	V_{14}	V_2	V_1	V_{13}
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_a/4$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/4$

$k.T_{MLI}$ Fig.B.2 Triangle 2 $(k+1)T_{MLI}$

Annexe B

		V_{13}	V_{15}	V_2	V_{14}	V_{16}	V_{14}	V_2	V_{15}	V_{13}
C_{T1}	1									
	0									
C_{T2}	1									
	0									
C_{T3}	1									
	0									
C_{T4}	1									
	0									
C_{T5}	1									
	0									
C_{T6}	1									
	0									
		$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.3 Triangle 3

$(k+1)T_{MLI}$

		V_{15}	V_2	V_3	V_{16}	V_3	V_2	V_{15}
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_a/4$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.4 Triangle 4

$(k+1)T_{MLI}$

		V_0	V_{13}	V_{15}	V_{25}	V_{14}	V_{16}	V_{26}	V_{16}	V_{14}	V_{25}	V_{15}	V_{13}	V_0
C_{T1}	1													
	0													
C_{T2}	1													
	0													
C_{T3}	1													
	0													
C_{T4}	1													
	0													
C_{T5}	1													
	0													
C_{T6}	1													
	0													
		$\alpha_c/8$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/8$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.5 Triangle 5

$(k+1)T_{MLI}$

Annexe B

		V_{15}	V_4	V_3	V_{16}	V_3	V_4	V_{15}
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_a/4$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.6 Triangle 6

$(k+1)T_{MLI}$

		V_{15}	V_{17}	V_4	V_{18}	V_{16}	V_{18}	V_4	V_{17}	V_{15}
C_{T1}	1									
	0									
C_{T2}	1									
	0									
C_{T3}	1									
	0									
C_{T4}	1									
	0									
C_{T5}	1									
	0									
C_{T6}	1									
	0									
		$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.7 Triangle 7

$(k+1)T_{MLI}$

		V_{17}	V_5	V_4	V_{18}	V_4	V_5	V_{17}
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_a/4$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.8 Triangle 8

$(k+1)T_{MLI}$

Annexe B

		V_0	V_{17}	V_{19}	V_{25}	V_{18}	V_{20}	V_{26}	V_{20}	V_{18}	V_{25}	V_{19}	V_{17}	V_0
C_{T1}	1													
	0													
C_{T2}	1													
	0													
C_{T3}	1													
	0													
C_{T4}	1													
	0													
C_{T5}	1													
	0													
C_{T6}	1													
	0													
		$\alpha_c/8$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/8$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.9 Triangle 9

$(k+1)T_{MLI}$

		V_{17}	V_5	V_6	V_{18}	V_6	V_5	V_{17}
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_a/4$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.10 Triangle 10

$(k+1)T_{MLI}$

		V_{17}	V_{19}	V_6	V_{18}	V_{20}	V_{18}	V_6	V_{19}	V_{17}
C_{T1}	1									
	0									
C_{T2}	1									
	0									
C_{T3}	1									
	0									
C_{T4}	1									
	0									
C_{T5}	1									
	0									
C_{T6}	1									
	0									
		$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.11 Triangle 11

$(k+1)T_{MLI}$

Annexe B

		V_{19}	V_6	V_7	V_{20}	V_7	V_6	V_{19}
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_a/4$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.12 Triangle 12

$(k+1)T_{MLI}$

		V_0	V_{21}	V_{19}	V_{25}	V_{22}	V_{20}	V_{26}	V_{20}	V_{22}	V_{25}	V_{19}	V_{21}	V_0
C_{T1}	1													
	0													
C_{T2}	1													
	0													
C_{T3}	1													
	0													
C_{T4}	1													
	0													
C_{T5}	1													
	0													
C_{T6}	1													
	0													
		$\alpha_c/8$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/8$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.13 Triangle 13

$(k+1)T_{MLI}$

		V_{19}	V_8	V_7	V_{20}	V_7	V_8	V_{19}
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_a/4$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.14 Triangle 14

$(k+1)T_{MLI}$

Annexe B

		V_{21}	V_{19}	V_8	V_{22}	V_{20}	V_{22}	V_8	V_{19}	V_{21}
C_{T1}	1									
	0									
C_{T2}	1									
	0									
C_{T3}	1									
	0									
C_{T4}	1									
	0									
C_{T5}	1									
	0									
C_{T6}	1									
	0									
		$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$

 $k.T_{MLI}$

Fig.B.15 Triangle 15

 $(k+1)T_{MLI}$

		V_{21}	V_9	V_8	V_{22}	V_8	V_9	V_{21}
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_a/4$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/4$

 $k.T_{MLI}$

Fig.B.16 Triangle 16

 $(k+1)T_{MLI}$

		V_0	V_{21}	V_{24}	V_{25}	V_{22}	V_{23}	V_{26}	V_{23}	V_{22}	V_{25}	V_{24}	V_{21}	V_0
C_{T1}	1													
	0													
C_{T2}	1													
	0													
C_{T3}	1													
	0													
C_{T4}	1													
	0													
C_{T5}	1													
	0													
C_{T6}	1													
	0													
		$\alpha_c/8$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/8$

 $k.T_{MLI}$

Fig.B.17 Triangle 17

 $(k+1)T_{MLI}$

Annexe B

		V_{21}	V_9	V_{10}	V_{22}	V_{10}	V_9	V_{21}
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_a/4$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.18 Triangle 18

$(k+1)T_{MLI}$

		V_{17}	V_{19}	V_6	V_{18}	V_{20}	V_{18}	V_6	V_{19}	V_{17}
C_{T1}	1									
	0									
C_{T2}	1									
	0									
C_{T3}	1									
	0									
C_{T4}	1									
	0									
C_{T5}	1									
	0									
C_{T6}	1									
	0									
		$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.19 Triangle 19

$(k+1)T_{MLI}$

		V_{24}	V_{10}	V_{11}	V_{23}	V_{11}	V_{10}	V_{24}
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_a/4$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.20 Triangle 20

$(k+1)T_{MLI}$

Annexe B

		V_0	V_{13}	V_{24}	V_{25}	V_{14}	V_{23}	V_{26}	V_{23}	V_{14}	V_{25}	V_{24}	V_{13}	V_0
C_{T1}	1													
	0													
C_{T2}	1													
	0													
C_{T3}	1													
	0													
C_{T4}	1													
	0													
C_{T5}	1													
	0													
C_{T6}	1													
	0													
		$\alpha_c/8$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$	$\alpha_c/8$

 $k.T_{MLI}$

Fig.B.21 Triangle 21

 $(k+1)T_{MLI}$

		V_{24}	V_{12}	V_{11}	V_{23}	V_{11}	V_{12}	V_{24}
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_a/4$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/4$

 $k.T_{MLI}$

Fig.B.22 Triangle22

 $(k+1)T_{MLI}$

		V_{13}	V_{24}	V_{12}	V_{14}	V_{23}	V_{14}	V_{12}	V_{24}	V_{13}
C_{T1}	1									
	0									
C_{T2}	1									
	0									
C_{T3}	1									
	0									
C_{T4}	1									
	0									
C_{T5}	1									
	0									
C_{T6}	1									
	0									
		$\alpha_b/4$	$\alpha_a/4$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/4$	$\alpha_b/4$

 $k.T_{MLI}$

Fig.B.23 Triangle 23

 $(k+1)T_{MLI}$

Annexe B

		V_{13}	V_1	V_{12}	V_{14}	V_{12}	V_1	V_{13}
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_a/4$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.24 Triangle 24

$(k+1)T_{MLI}$

2. Onduleur en fonctionnement dégradé mode (3-2-2)

		V_9	V_1	V_2	V_1	V_9
C_{T1}	1					
	0					
C_{T2}	1					
	0					
C_{T3}	1					
	0					
C_{T4}	1					
	0					
C_{T5}	1					
	0					
C_{T6}	1					
	0					
		$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	α_c	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.25 Triangle 1

$(k+1)T_{MLI}$

		V_0	V_9	V_2	V_{11}	V_2	V_9	V_0
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_c/4$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.26 Triangle 2

$(k+1)T_{MLI}$

Annexe B

		V_0	V_3	V_2	V_{11}	V_2	V_3	V_0
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_c/4$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.27 Triangle 3

$(k+1)T_{MLI}$

		V_0	V_4	V_3	V_{11}	V_3	V_4	V_0
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_c/4$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.28 Triangle 4

$(k+1)T_{MLI}$

		V_0	V_4	V_{10}	V_{11}	V_{10}	V_4	V_0
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_c/4$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.29 Triangle 5

$(k+1)T_{MLI}$

Annexe B

		V_4	V_5	V_{10}	V_5	V_4
C_{T1}	1					
	0					
C_{T2}	1					
	0					
C_{T3}	1					
	0					
C_{T4}	1					
	0					
C_{T5}	1					
	0					
C_{T6}	1					
	0					
		$\alpha_a/2$	$\alpha_c/2$	α_b	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/2$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.30 Triangle 6

$(k+1)T_{MLI}$

		V_6	V_5	V_{10}	V_5	V_6
C_{T1}	1					
	0					
C_{T2}	1					
	0					
C_{T3}	1					
	0					
C_{T4}	1					
	0					
C_{T5}	1					
	0					
C_{T6}	1					
	0					
		$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	α_a	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.31 Triangle 7

$(k+1)T_{MLI}$

		V_0	V_6	V_{10}	V_{11}	V_{10}	V_6	V_0
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_c/4$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.32 Triangle 8

$(k+1)T_{MLI}$

Annexe B

		V_0	V_6	V_7	V_{11}	V_7	V_6	V_0
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_c/4$	$\alpha_a/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.33 Triangle 9

$(k+1)T_{MLI}$

		V_0	V_7	V_8	V_{11}	V_8	V_7	V_0
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_c/4$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.34 Triangle 10

$(k+1)T_{MLI}$

		V_0	V_9	V_8	V_{11}	V_8	V_9	V_0
C_{T1}	1							
	0							
C_{T2}	1							
	0							
C_{T3}	1							
	0							
C_{T4}	1							
	0							
C_{T5}	1							
	0							
C_{T6}	1							
	0							
		$\alpha_c/4$	$\alpha_b/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_c/2$	$\alpha_a/2$	$\alpha_b/2$	$\alpha_c/4$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.35 Triangle 11

$(k+1)T_{MLI}$

Annexe B

		V_9	V_1	V_8	V_1	V_9
C_{T1}	1					
	0					
C_{T2}	1					
	0					
C_{T3}	1					
	0					
C_{T4}	1					
	0					
C_{T5}	1					
	0					
C_{T6}	1					
	0					
		$a_b/2$	$a_c/2$	a_a	$a_c/2$	$a_b/2$

$k.T_{MLI}$

Fig.B.36 Triangle 12

$(k+1)T_{MLI}$

ANNEXE C

Calcul des Pertes par méthode d'opposition

(D'après le stage de 2^{ème} année ENSEEIHT de M. *Vinicius Bernardi Fuerback* – 2015)

1. Introduction

En raison du haut rendement, une mesure directe des pertes (puissance de sortie / puissance d'entrée) donne des valeurs bien souvent imprécises et nécessite une alimentation et une charge à la puissance nominale. Une alternative consiste à mettre en opposition deux bras d'onduleur puis à faire circuler de la puissance d'un bras vers l'autre pour mesurer sur l'alimentation la somme des pertes. Aucune charge n'est nécessaire, une simple inductance bien dimensionnée suffit associée à un pilotage en mode régulation de courant.

2. L'approche monophasée et la méthode d'opposition

L'approche monophasée mise en œuvre consiste à une mise en opposition de deux bras *NPC* comme le montre la figure Fig.C.1. Un bras fonctionne comme un onduleur et l'autre fonctionne comme un redresseur. Avec une commande dédiée à ce montage, il est possible de mesurer et ensuite séparer les pertes entre le bras onduleur et le bras redresseur. Pertes par conduction et commutation seront également séparées.

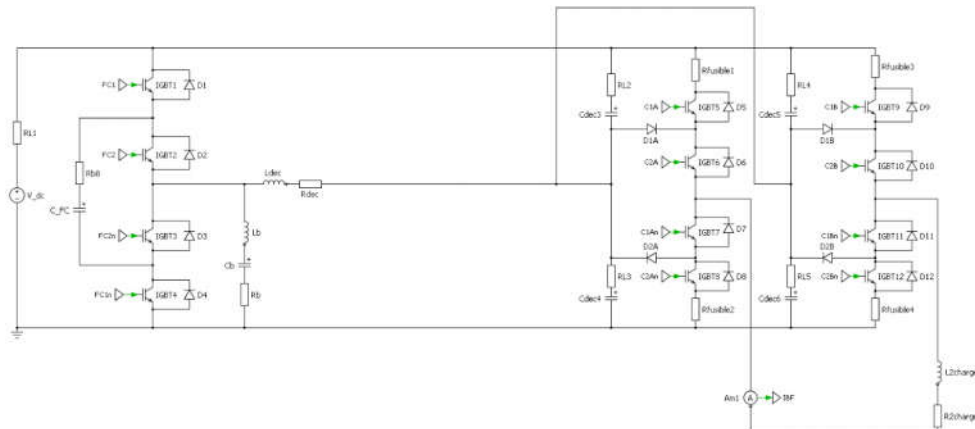


Fig.C.1. Mise en opposition de deux bras NPC

Dans cette approche, un convertisseur joue le rôle d'une source et l'autre agit comme charge. Si nous considérons le circuit idéalisé, la puissance qui sera générée par la source va être dirigée sur la charge (dans ce cas, la puissance sera transformée d'un régime *AC* à un régime *DC*), pour se recycler sur le bus continu, réalimentant la source initiale. Donc, lorsque l'équilibre est établi, le bus continu ne fournit plus de puissance. En fait, même si le courant

Annexe C

circule entre les deux bras, la puissance fournie par le bus continu sera nulle une fois que nous avons l'équilibre entre les bras *NPC*.

Le bilan de puissance du montage est illustré sur la figure Fig.C.2.

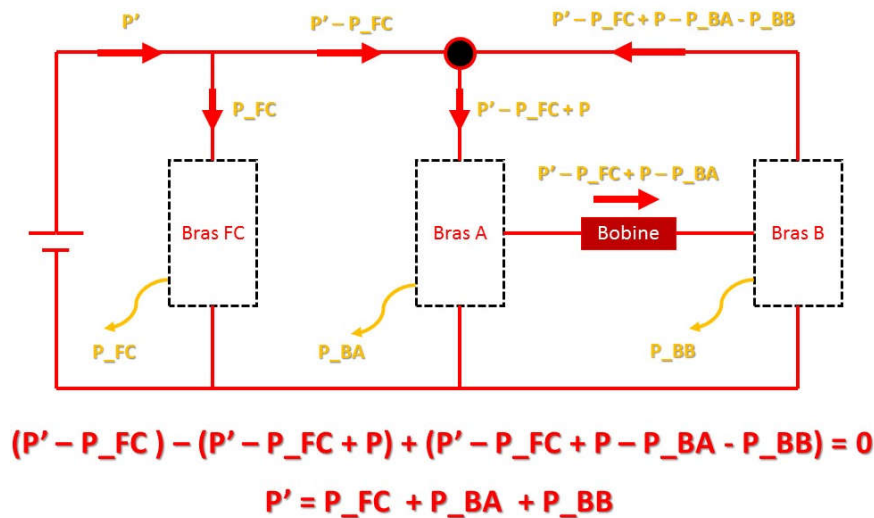


Fig.C.2. Schéma de la méthode d'opposition

3. La commande

Le bras *FC* est commandé en boucle ouverte avec un rapport cyclique fixe égal à 0.5. Un filtre passif *RLC* est monté en parallèle avec ce bras pour assurer son équilibrage à $E/2$. Le bras *NPC* « C » qui fonctionne comme redresseur est commandé en boucle ouverte avec une *MLI* sinus-triangle 3-niveaux. Alors que le bras *NPC* « B » qui fonctionne comme onduleur est commandé en boucle fermée avec une régulation du courant qui circule entre les deux bras. Les bras *B* et *C* ont les mêmes porteuses.

4. Méthodologie de mesure des pertes

La méthode pour faire le calcul des pertes se fait en plusieurs étapes. Nous commençons par la mesure de la puissance dissipée pour tout le convertisseur dans une condition de tension d'alimentation, un facteur de puissance et une fréquence spécifique.

A part les pertes du bras *NPC* que nous voulons quantifier, il y a d'autres pertes supplémentaires :

- 1) Pertes sur le bras *FC* par conduction et commutation des composants actifs.
- 2) Pertes sur le filtre d'équilibrage (*RLC*) et le filtre *LC* de couplage.
- 3) Pertes sur la résistance des capteurs de tension et de courants.
- 4) Pertes sur la résistance du condensateur flottant du bras *FC*
- 5) Pertes sur la self de mise en opposition.
- 6) Pertes sur la résistance des fusibles.

Annexe C

Les mesures sont faites pour trois cas : un blocage permanent des IGBT du bras *NPC*, puis commutation avec courant nul, et enfin avec différentes valeurs de courant. Avec le premier cas, les pertes mesurées ne correspondent aux quarts premières pertes supplémentaires citées ci-dessus. Les pertes 5 et 6 sont calculées directement avec le courant qui circule dans le bras *NPC* au moment de la mesure.

En premier temps, nous supposons que les pertes des deux bras en opposition sont égales. Avec le premier groupe de mesures faites pour une tension d'alimentation et une fréquence définies, les pertes moyennes sur chaque bras sont obtenues. Plusieurs valeurs de tension sont considérées.

Le deuxième essai sert à déterminer la variation de la puissance en fonction de la fréquence de commutation des IGBT, avec une valeur fixe du courant. Cet essai est effectué avec trois différentes valeurs de fréquences. Avec trois points nous pouvons tracer la courbe de tendance linéarisée (Fig.C.3). Avec l'équation de cette courbe, et pour la valeur nulle de la fréquence, nous pouvons déterminer les pertes des IGBT lorsqu'ils sont bloqués.

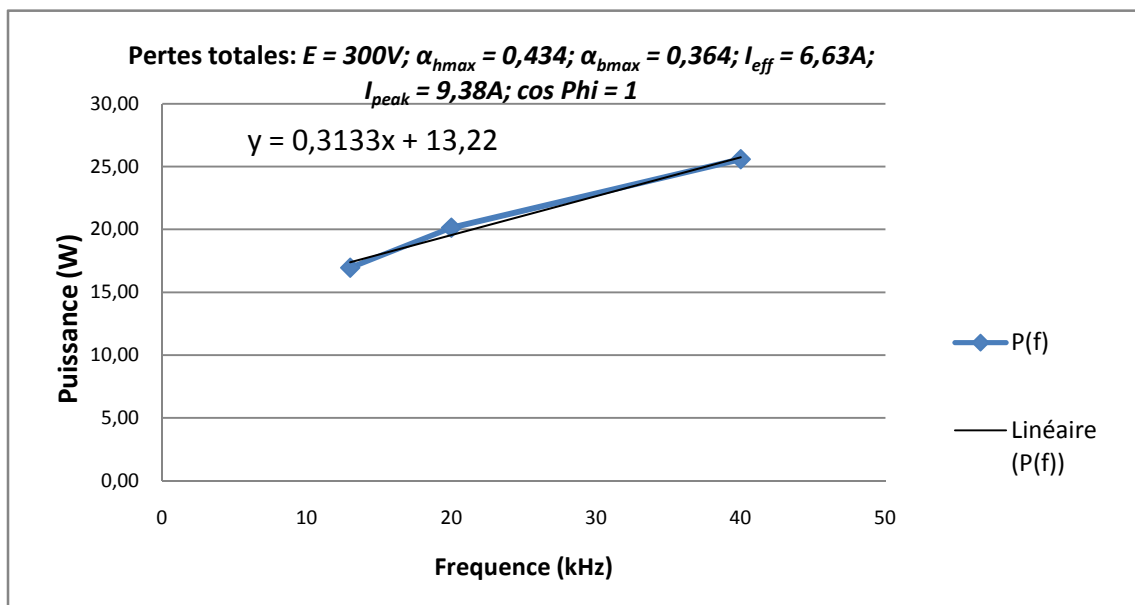


Fig.C.3. Variation expérimentale des pertes avec la fréquence de commutation

Il faut utiliser le même mode opératoire pour plusieurs valeurs du courant, tension et fréquence, de manière à caractériser le comportement pour toute la gamme de fonctionnement du convertisseur. Ainsi, chaque mesure est effectuée avec des caractéristiques bien définies. Nous avons vu pendant les tests que même la variation de l'indice de modulation est suffisant pour changer les pertes totales et la répartition de pertes sur le bras *NPC*. Un analyseur de puissance de précision est utilisé pour mesurer la puissance d'entrée et sur les bras *NPC* du convertisseur.

5. Résultats pratiques

La figure Fig.C.4 montre les courbes de tension de sortie des deux bras *NPC* et du courant dans l'inductance. Au passage du courant par zéro, il y a une bande morte pendant laquelle le courant s'annule. Cette bande morte est introduite dans la commande pour

Annexe C

sécuriser le basculement entre les deux cellules de commutation de chaque bras. Ces relevés montrent que le montage fonctionne bien. Nous pouvons alors faire les mesures de puissance.

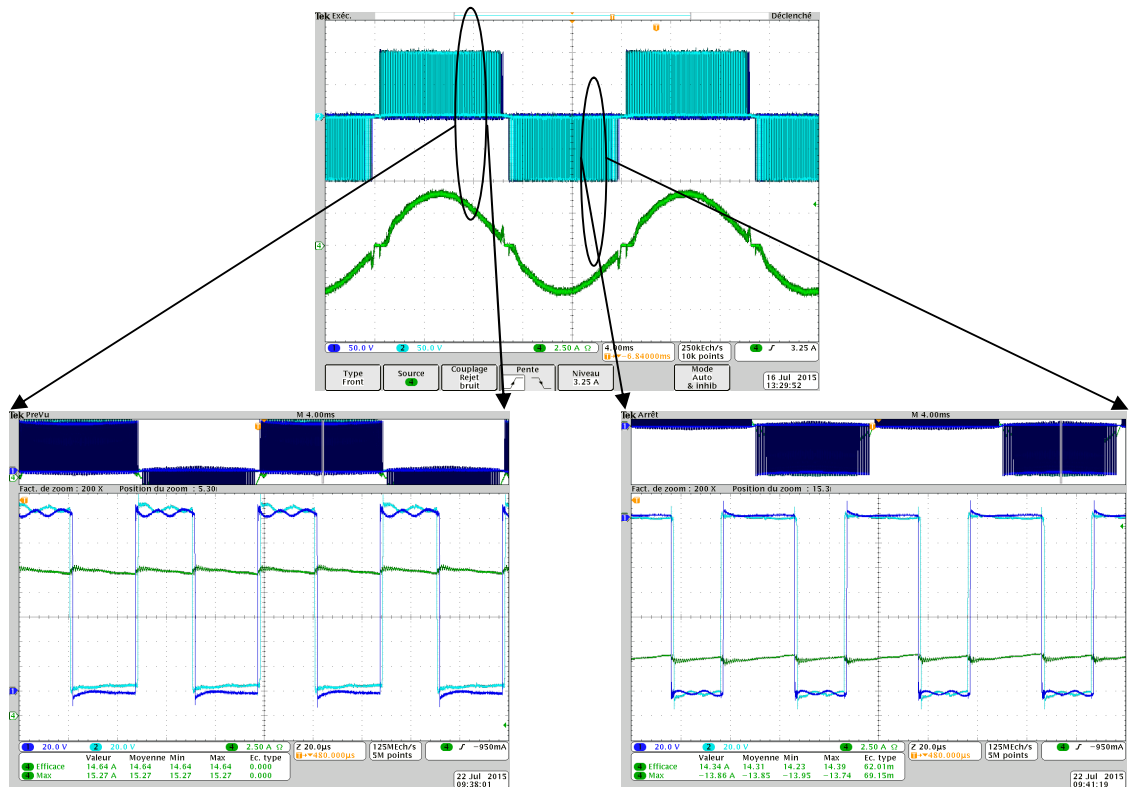


Fig.C.4. Tension sur les bras A et B. $V_{bus} = 300V$, $F_{dec} = 20kHz$

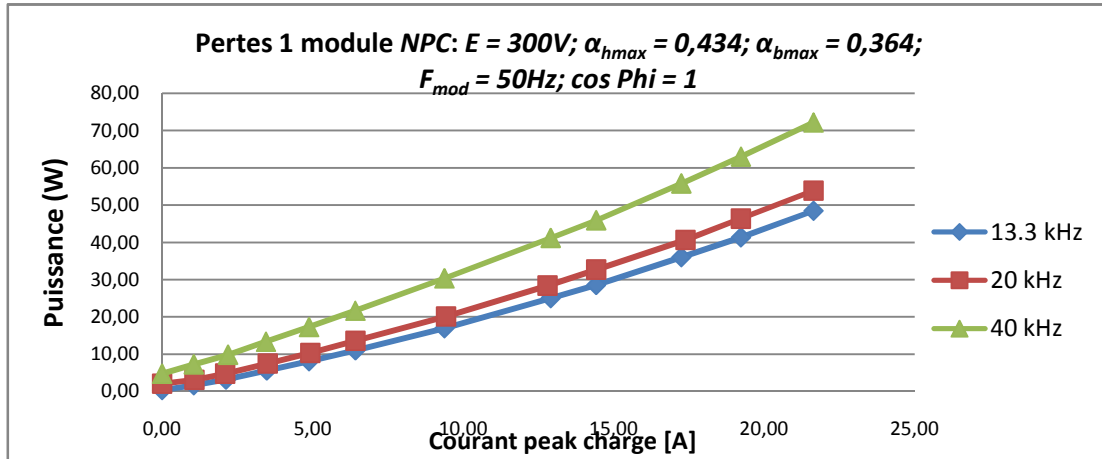
Les mesures sont regroupées dans le tableau Tab.C.1. A partir de ces tableaux, et à l'aide d'Excell, on trace les courbes des figures Fig.C.5 et Fig.C.6. Il faut rappeler que, pour une première approximation, nous allons considérer que la division de pertes entre les deux bras est exactement la même.

I_{rms} [A]	I_{peak} [A]	P_{moy} [W]	I_{moy} [mA]	Pertes Self [W]	Pertes capteurs [W]	Pertes 1 bras NPC [W]	I_{rms} [A]	I_{peak} [A]	P_{moy} [W]	I_{moy} [mA]	Pertes Self [W]	Pertes capteurs [W]	Pertes 1 bras NPC [W]
0,00	0,00	6,51	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	6,43	0,00	0,00	0,00	0,00
0,00	0,00	11,23	33,44	0,00	4,01	0,36	0,00	0,00	14,75	49,17	0,00	4,01	2,12
0,74	1,05	13,79	46,00	0,02	4,01	1,63	0,76	1,07	16,75	55,88	0,02	4,01	3,11
1,50	2,12	17,00	56,69	0,07	4,01	3,21	1,48	2,09	20,23	67,48	0,07	4,01	4,82
2,46	3,48	21,87	72,30	0,18	4,01	5,59	2,48	3,51	25,74	85,81	0,18	4,01	7,52
3,45	4,88	27,10	90,38	0,36	4,01	8,11	3,48	4,92	31,60	105,38	0,36	4,01	10,36
4,54	6,42	33,19	110,69	0,62	4,01	11,03	4,54	6,42	38,33	127,78	0,62	4,01	13,60
6,63	9,38	45,75	152,60	1,32	4,01	16,96	6,67	9,43	52,13	137,82	1,33	4,01	20,14
9,13	12,91	63,14	210,53	2,50	4,01	25,06	9,05	12,80	69,88	233,01	2,46	4,01	28,45
10,20	14,42	70,74	235,90	3,12	4,01	28,55	10,20	14,42	79,12	263,75	3,12	4,01	32,74
12,20	17,25	87,03	290,30	4,47	4,01	36,02	12,30	17,39	96,50	321,80	4,54	4,01	40,72
13,60	19,23	98,78	329,48	5,55	4,01	41,36	13,60	19,23	108,90	363,20	5,55	4,01	46,42
15,30	21,64	114,53	382,00	7,02	4,01	48,50	15,30	21,64	125,40	418,10	7,02	4,01	53,93

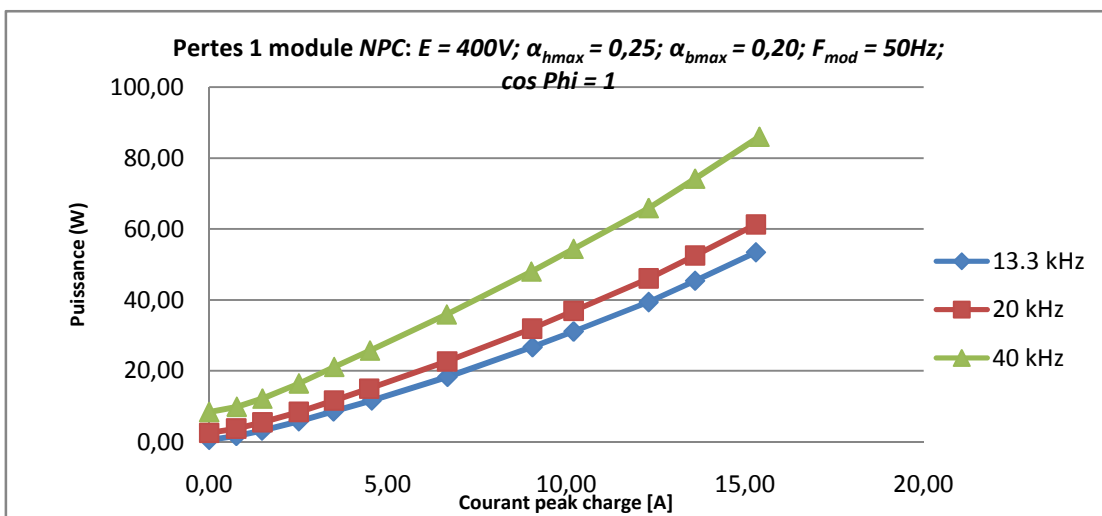
Annexe C

$E = 300\text{ V} ; F_{dec} = 13\text{KHz}$							$E = 300\text{ V} ; F_{dec} = 20\text{KHz}$						
I_{rms} [A]	I_{peak} [A]	P_{moy} [W]	I_{moy} [mA]	Pertes Self [W]	Pertes capteurs [W]	Pertes 1 bras NPC [W]	I_{rms} [A]	I_{peak} [A]	P_{moy} [W]	I_{moy} [mA]	Pertes Self [W]	Pertes capteurs [W]	Pertes 1 bras NPC [W]
0,00	0,00	6,51	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	10,93	27,31	0,00	0,00	0,00
0,00	0,00	20,62	68,75	0,00	4,01	4,78	0,00	0,00	20,16	52,00	0,00	8,15	0,54
0,74	1,05	25,15	83,85	0,02	4,01	7,31	0,76	1,07	22,40	58,00	0,02	8,15	1,65
1,55	2,19	30,36	101,24	0,07	4,01	9,89	1,48	2,09	25,50	65,00	0,07	8,15	3,18
2,44	3,45	37,46	124,90	0,18	4,01	13,38	2,51	3,55	30,90	79,00	0,19	8,15	5,82
3,45	4,88	45,48	151,68	0,36	4,01	17,30	3,48	4,92	36,57	93,00	0,36	8,15	8,57
4,54	6,42	54,50	181,77	0,62	4,01	21,68	4,55	6,43	42,98	109,00	0,62	8,15	11,64
6,63	9,38	72,64	242,27	1,32	4,01	30,40	6,67	9,43	57,05	144,00	1,33	8,15	18,32
9,13	12,91	95,50	318,50	2,50	4,01	41,24	9,05	12,80	74,90	189,00	2,46	8,15	26,68
10,20	14,42	105,60	352,10	3,12	4,01	45,98	10,20	14,42	84,40	212,00	3,12	8,15	31,10
12,20	17,25	126,70	422,45	4,47	4,01	55,86	12,30	17,39	102,40	258,00	4,54	8,15	39,39
13,60	19,23	142,20	474,20	5,55	4,01	63,07	13,60	19,23	115,40	290,00	5,55	8,15	45,39
15,30	21,64	162,00	540,00	7,02	4,01	72,23	15,30	21,64	132,90	334,00	7,02	8,15	53,40
$E = 300\text{ V} ; F_{dec} = 40\text{KHz}$							$E = 400\text{ V} ; F_{dec} = 13\text{KHz}$						
I_{rms} [A]	I_{peak} [A]	P_{moy} [W]	I_{moy} [mA]	Pertes Self [W]	Pertes capteurs [W]	Pertes 1 bras NPC [W]	I_{rms} [A]	I_{peak} [A]	P_{moy} [W]	I_{moy} [mA]	Pertes Self [W]	Pertes capteurs [W]	Pertes 1 bras NPC [W]
0,00	0,00	11,12	30,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	11,10	30,00	0,00	0,00	0,00
0,00	0,00	24,20	62,00	0,00	8,15	2,56	0,00	0,00	35,90	91,00	0,00	8,15	8,41
0,76	1,07	26,60	66,00	0,02	8,15	3,75	0,77	1,09	38,88	99,00	0,02	8,15	9,89
1,49	2,11	30,20	76,00	0,07	8,15	5,53	1,49	2,11	43,53	110,00	0,07	8,15	12,19
2,51	3,55	36,20	92,00	0,19	8,15	8,47	2,51	3,55	52,20	132,00	0,19	8,15	16,47
3,49	4,94	42,80	109,00	0,37	8,15	11,68	3,50	4,95	61,64	156,00	0,37	8,15	21,10
4,48	6,34	49,70	126,00	0,60	8,15	15,01	4,50	6,36	71,15	179,00	0,61	8,15	25,73
6,66	9,42	65,80	166,00	1,33	8,15	22,70	6,65	9,40	92,25	232,00	1,33	8,15	35,92
9,04	12,78	85,40	215,00	2,45	8,15	31,94	9,02	12,76	117,50	295,00	2,44	8,15	47,99
10,20	14,42	96,10	242,00	3,12	8,15	36,95	10,20	14,42	131,00	329,00	3,12	8,15	54,40
12,30	17,39	115,80	291,00	4,54	8,15	46,09	12,30	17,39	155,40	390,00	4,54	8,15	65,89
13,60	19,23	129,80	326,00	5,55	8,15	52,59	13,60	19,23	173,00	433,00	5,55	8,15	74,19
15,30	21,64	148,70	374,00	7,02	8,15	61,30	15,40	21,78	198,20	495,00	7,11	8,15	86,01
$E = 400\text{ V} ; F_{dec} = 20\text{KHz}$							$E = 400\text{ V} ; F_{dec} = 40\text{KHz}$						

Tab.C.1. Tableaux de mesures



a)



b)

Fig.C.5. Courbes expérimentales des pertes d'un bras NPC en fonction du courant et de la fréquence : a) $E=300V$, b) $E=400V$

Des courbes de la figure Fig.C.5, nous pouvons confirmer que :

-Si on augmente la fréquence de commutation nous avons plus de pertes. Cette caractéristique est évidente, puisque l'énergie dissipée lors de la commutation des IGBT est proportionnelle à la fréquence de commutation

-La courbe a une caractéristique d'une équation de second ordre de la forme :

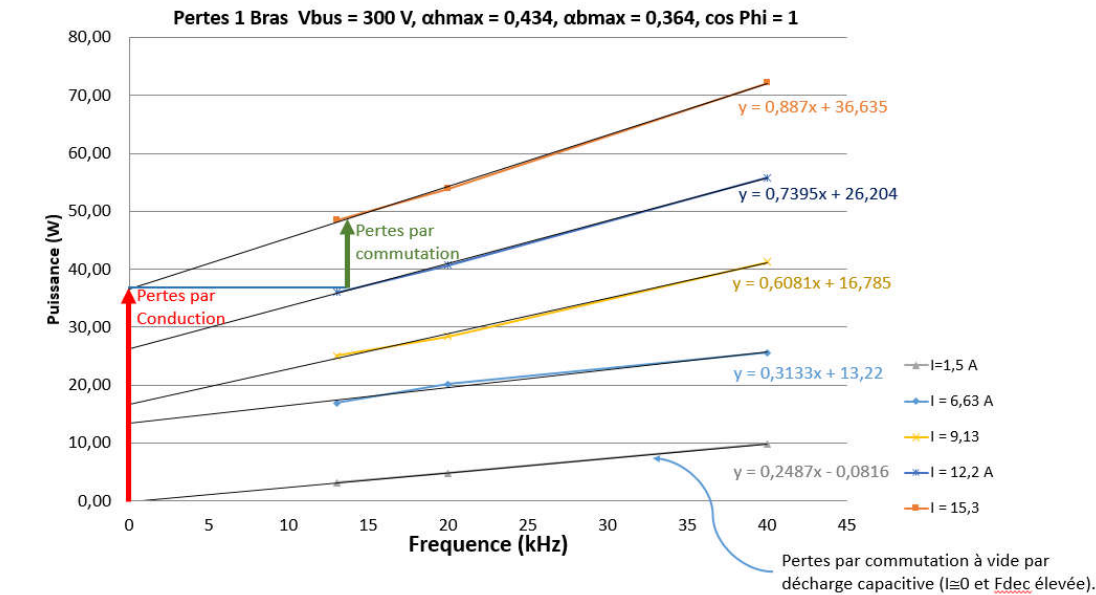
$$y = a \cdot x^2 + b \cdot x + c$$

avec une petite valeur de a , qui est équivalente à la résistance des IGBT.

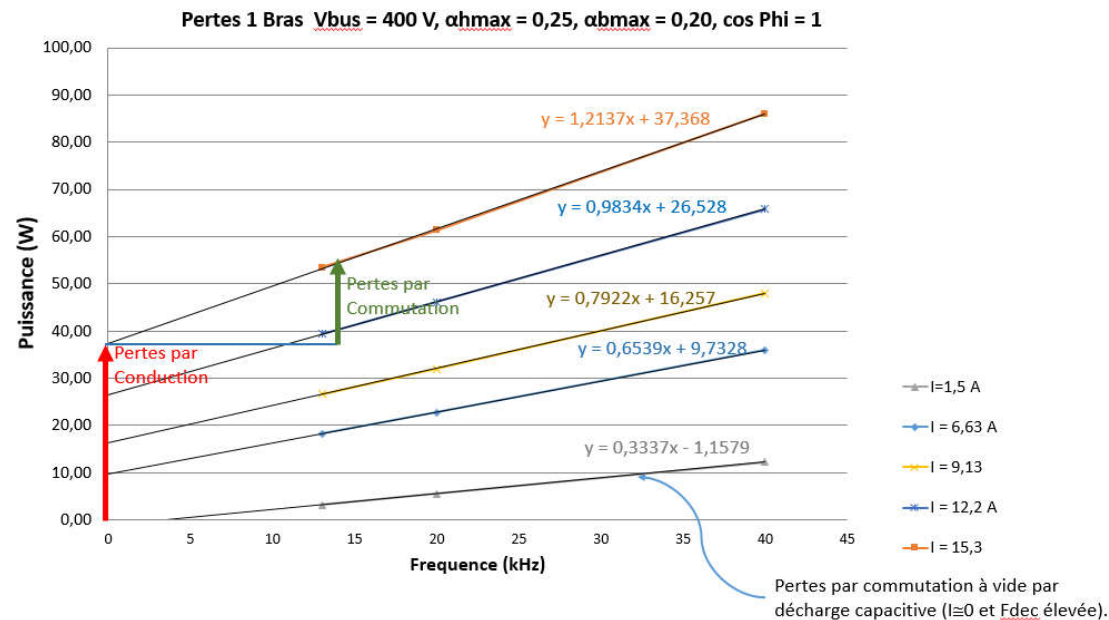
-Les pertes augmentent avec l'augmentation de la valeur de courant. Ceci est évident puisque les pertes de conduction sont proportionnelles à la valeur du courant que les IGBT commutent.

Annexe C

Avec la courbe de la figure Fig.C.6, les pertes de conduction et les pertes de commutation peuvent être séparées. Pour représenter l'évolution de la puissance dissipée avec la variation de la fréquence, et comme le terme de deuxième ordre est petit, nous avons choisi une équation de la forme : $y = a*x + b$. Avec chaque équation nous pouvons prendre les pertes par conduction directement du terme b de l'équation linéarisée. Les valeurs de ces pertes sont regroupées dans le tableau Tab.C.2.



a)



b)

Fig.C.6. Courbes expérimentales des pertes d'un bras NPC en fonction du courant et de la fréquence: a) $E=300\text{ V}$, b) $E=400\text{ V}$

Nous remarquons que les pertes par conduction ne augment pas avec le changement de la valeur de la tension du bus continu, ce qui est prévisible puisque ces pertes dépendent du courant de charge et non pas de la tension d'entrée.

Annexe C

	<i>Courant efficace ou RMS (A)</i>	<i>Perdes par conduction (W)</i>	<i>Coefficient Pertes par commutation</i>	<i>Pertes 13.3 kHz (W)</i>	<i>Pertes 20 kHz (W)</i>	<i>Pertes 40 kHz (W)</i>	
	1,5	0	0,2487	3,21	4,82	9,89	
	6,63	13,22	0,3133	3,74	6,92	17,18	
	9,13	16,79	0,6081	8,27	11,66	24,45	
	12,2	26,02	0,7395	10,00	14,7	29,84	
	15,3	36,64	0,8870	11,86	17,29	35,59	
	a)						
	<i>Courant efficace ou RMS (A)</i>	<i>Perdes par conduction (W)</i>	<i>Coefficient Pertes par commutation</i>	<i>Pertes 13.3 kHz (W)</i>	<i>Pertes 20 kHz (W)</i>	<i>Pertes 40 kHz (W)</i>	
	1,5	0	0,3337	4,34	6,69	13,35	
	6,63	9,73	0,6539	8,59	12,97	26,19	
	9,13	16,26	0,7922	10,42	15,68	31,73	
	12,2	26,53	0,9834	12,86	19,56	39,36	
	15,3	37,37	1,2137	16,03	22,93	48,64	
	b)						

Tab.C.2. Séparation des pertes par commutation et conduction pour : a) $E = 300V$, b) $E = 400V$

Par contre, les pertes par commutation sont liées directement à la tension sur les interrupteurs, donc, naturellement nous devons avoir plus de pertes avec $400V$.

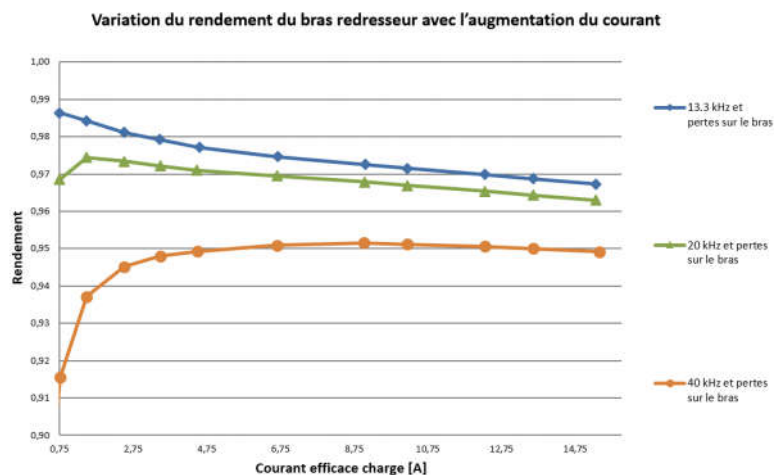


Fig.C.7. Rendement du convertisseur en $400V$, $\alpha_{hmax} = 0,25$, $\alpha_{bmax} = 0,20$, $\cos \Phi = 1$

La figure Fig.C.7 présente la variation du rendement du bras redresseur avec l'augmentation du courant $E = 400V$. Il est à mentionner que le calcul du rendement est possible pour un courant plus grand que $0,75A$. La raison est que ce n'est pas possible d'avoir une référence en zéro, il y a toujours une petite ondulation et un offset pour la référence de courant. Même avec une petite valeur il n'est pas possible de régler la référence de manière à trouver une mesure précise.

BIBLIOGRAPHIE

Chapitre I

- [1] P. Chapouille, “*La fiabilité, Que sais-je ?*”, Commission électrotechnique internationale, Vocabulaire électrotechnique international 191-02-06.
- [2] F. Blaabjerg and M. Pecht, “Special Issue on Robust Design and Reliability of Power Electronics, *IEEE Trans. on Power Electronics*, May 2015”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 30, No. 5, 2015, pp. 2373-2374.
- [3] Y. Shen, L. Hao and S.X. Ding, “Real-Time Implementation of Fault-Tolerant Control Systems With Performance Optimization,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 5, 2014, pp. 2402-2411.
- [4] B. Mirafzal, “Survey of Fault-Tolerance Techniques for Three-Phase Voltage Source Inverters,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 10, 2014, pp. 5192-5202.
- [5] L.M.A. Caseiro and A.M.S. Mendes, “Real-Time IGBT Open-Circuit Fault Diagnosis in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage-Source Rectifiers Based on Instant Voltage Error,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 3, 2015, pp. 1669-1678.
- [6] H. Wang, K. Ma and B. Blaabjerg, “Design for Reliability of Power Electronic Systems,” *Proc. IECON, IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, QC, 2012, pp.33-44.
- [7] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran, , and P. Tavner, “An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 47, No. 3, 2011, pp. 1441-1450.
- [8] S. Kouro, K. Asfaw, R. Goldman, R. Snow, B. Wu and J. Rodríguez, “NPC Multilevel Multistring Topology for Large Scale Grid Connected Photovoltaic Systems,” *Proc. PEDG*, Hefei, China, 2010, pp.400-405.
- [9] F. Kieferndorf, M. Basler, L.A. Serpa, J.-H. Fabian, A. Coccia, and G.A. Scheuer, “ANPC-5L Technology Applied to Medium Voltage Variable Speed Drives Applications,” *Proc. SPEEDAM*, Pisa, Italy, 2010, pp. 1718-1725.
- [10] R. Grinberg, G. Riedel, A.Korn, P. Steimer and E. Bjornstad, “On Reliability of Medium Voltage Multilevel Converters”, *Proc. ECCE*, Denver, CO, 2013, pp. 4047 – 4052.
- [11] Y. Song, and B. Wang, “Survey on Reliability of Power Electronic Systems”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.28, No.1, 2013, pp.591-604.
- [12] H. Wang, K. Ma and F. Blaabjerg, “Design for Reliability of Power Electronic Systems”, *Proc. IECON, IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, QC, 2012, pp.33-44.
- [13] M. Arifujjaman and L. Chang, “Reliability Comparison of Power Electronic Converters Used in Grid-Connected Wind Energy Conversion System”, *Proc. PEDG*, Aalborg, Denmark, 2012, pp. 323 – 329.
- [14] F. Blaabjerg, K. Ma and D. Zhou, “Power Electronics and Reliability in Renewable Energy Systems”, *Proc. ISIE, IEEE on Industrial Electronics*, Hangzhou, china, 2012, pp.19-30.
- [15] M-A. Rodríguez-Blanco, A. Vázquez-Pérez, L. Hernández-González, V. Golikov, J. Aguayo-Alquicira, and M. May-Alarcón, “Fault Detection for IGBT Using Adaptive Thresholds During the Turn-on Transient”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 3, 2015, pp. 1975-1983.
- [16] H. Oh, Bongtae Han, Patrick McCluskey, Changwoon Han, and Byeng D. Youn, “ Physics-of-Failure, Condition Monitoring, and Prognostics of Insulated Gate Bipolar Transistor Modules: A Review”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 30, No. 5, 2015, pp. 2413-2426.
- [17] K. Liang, Z. Dong, P. Ning, Z. Jin and Q. Zhijie, “The IGBT module Layout Design Consideri Electrical and Thermal Performance”, *Proc. ITES-Asia Pacific*, Beijing, China, 2014, pp. 1-5.
- [18] B. Tian, W. Qiao, Z. Wang, T. Gachovska, and J- L. Hudgins, “Monitoring IGBT’s Health Condition via Junction Temperature Variations”, *Proc. APEC*, Fort Worth, TX, 2014, pp. 2550 – 2555.

Bibliographie

- [19]U-M. Choi, F. Blaabjerg, and K-B. Lee, “Study and Handling Methods of Power IGBT Module Failures in Power Electronic Converter Systems”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 30, No. 5, 2015, pp. 2517-2533.
- [20]S. Yang, D. Xiang, A. Bryant, P. Mawby, L. Ranand and P. Tavner, “Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 25, No. 11, 2010, pp. 2734- 2752
- [21]E. Amerasekera and F. Najm, “Failure Mechanisms in Semiconductor Devices”, 2nd edition, John Wiley & Sons Ltd., West Sussex, New York, 1997.
- [22]P. Cova, M. Ciappa, G. Franceschini, P. Malberti, and F. Fantini, “Thermal characterization of IGBT Power Modules,” *Microelectron. Rel.*, Vol. 37, No. 10–11, 1997, pp. 1731–1734.
- [23] B. Farokhzad, P. Turkes, E.Wolfgang, and K. Goser, “Reliability Indicators for Lift-Off of Bond Wires in IGBT Power-Modules”, *Microelectron.Rel.*, Vol. 36, No. 11–12, 1996, pp. 1863–1866.
- [24]J. M. Hurley, “Estimating the Engineering Properties of Electronic Packaging Materials”, *IEEE Trans. on Components and Packaging Technologies*, Vol. 31, No. 2, 2008, pp. 417 – 424.
- [25]Z. Dou, “Sûreté de Fonctionnement des Convertisseurs Nouvelles Structures de Redondances pour Onduleurs Sécurisés à Tolérance de Pannes”, Thèse de doctorat de l’INP Toulouse, Laboratoire LAPLACE, 2011.
- [26]M. Ciappa, “Reliability of High-Power IGBT Modules for Traction Applications” *Proc. IEEE Int. Rel. Phys. Symp.*, Phoenix, AZ, USA, 2007, pp. 480–485.
- [27]Y. Uchida, Y. Seki, Y. Takahashi, and M. Ichijoh, “Development of High Power Press-Pack IGBT and its Applications” *Int. Conf. Microelectron.*, Nis, Serbia, 2000, pp. 125 – 129.
- [28]G. Bellamy and E. Lewis, “The Development of Advanced Linear Induction Motor Systems” *Proc. IEEE Power Electron., Mach. Drives*, 2004, pp. 873–878.
- [29]T. L. Skvarenina, “The Power Electronics Handbook” Boca Raton, FL: CRC Press, 2002, pp. 1–101.
- [30]S. Gunturi, D. Schneider, and C. Res, “On the Operation of a PressP IGBT Module Under Short Circuit Conditions” *IEEE Trans. On Adv. Packag.*, Vol. 29, No. 3, 2006, pp. 433–440.
- [31]M. Held, P. Jacob, G. Nicoletti, P. Scacco, and M. H. Poeh, “Fast Power Cycling Test of IGBT Modules in Traction Application” *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, 1997, pp. 425–430.
- [32]M. Ciappa and W. Fichtner, “Lifetime Prediction of IGBT Modules for Traction Applications” *Proc. IEEE Int. Rel. Phys. Symp.*, 2000, pp. 210–216.
- [33]K. Xing, F. Lee, and D. Boroyevich, “Extraction of Parasitics Within Wire-bond IGBT Modules” *Proc. Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, 1998, pp. 497–503.
- [34]M. Ciappa, “Selected Failure Mechanisms of Modern Power Modules” *Microelectron. Rel.*, Vol. 42, No. 4–5, 2002, pp. 653–667.
- [35]Y. Song and B. Wang, “Survey on Reliability of Power Electronic Systems” *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 28, No. 1, 2013, pp. 591–604.
- [36]Z. Song and D. V. Sarwate, “The Frequency Spectrum of Pulse Width Modulated Signals” *Signal Process.*, Vol. 83, No. 10, 2003, pp. 2227–2258.
- [37]A. Saxena, J. Celaya, E. Balaban, K. Goebel, B. Saha, S. Saha and M. Schwabacher, “Metrics for Evaluating Performance of Prognostic Techniques” *IEEE Conf. on Prognostics and Health Management PHM*, Denver, CO, 2008, pp.1–17.
- [38]D. W. Brown, P. W. Kalgren, C. S. Byington, and R. F. Orsagh, “Electronic Prognostics - A Case Study Using Global Positioning System (GPS)” *IEEE Autotestcon*, Orlando, FL, 2005, pp. 833 – 839.
- [39]J. Gu, D. Barker, and M. Pecht, “Prognostics Implementation of Electronics Under Vibration Loading” *Microelectronics Reliability*, Vol. 47, No.12, 2007, pp. 1849 – 1856.
- [40]J. P. Hofmeister, P. L. T. Walter, D. Goodman, E. G. Ortiz, M. G. P. Adams, and T. A. Tracy, “Ball Grid Array (BGA) Solder Joint Intermittency: Detection: SJ BIST” *IEEE Aerospace Conference*, Big Sky, Montana, 2008, pp. 1 – 11.

Bibliographie

- [41] N. Vichare and M. Pecht, "Enabling Electronic Prognostics Using Thermal Data" *International Workshop on Thermal investigations of ICs*, 2006.
- [42] N. Vichare, P. Rodgers, V. Evely, and M. Pecht, "Environment and Usage Monitoring of Electronic Products for Health Assessment and Product Design," *Quality Technology & Quantitative Management*, Vol. 4, 2007, pp. 235-250.
- [43] J. W. Simons and D. A. Shockey, "Prognostics Modeling of Solder Joints in Electronic Components," *IEEE Aerospace Conference*, 2006.
- [44] Q.-T. An, L.-Z. Sun, K. Zhao, and L. Sun, "Switching Function Model Based Fast-Diagnostic Method of Open-Switch Faults in Inverters Without Sensors" *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 26, No. 1, 2010, pp. 119–126.
- [45] L. Bin and S.K Sharma, "A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters" *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 45, No. 5, 2009, pp. 1770 – 1777.
- [46] F. Huang and F. Flett, "IGBT Fault Protection Based on di/dt Feedback Control" *Proc. IEEE Power Elect. Spec. Conf.* 2007, pp. 1478-1484.
- [47] M. R. Mamat, M. Rizon and M. S. Khanniche, "Fault Detection of 3- phase VSI Using Wavelet-Fuzzy Algorithm" *American Journal of Applied Sciences*, 2006, pp. 1642-1648.
- [48] F. Charfi, F. Sellami and K. Al-Haddad, "Fault Diagnosis in Power System Using Wavelet Transforms and Neural Networks" *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, 2006, pp. 1143-1148.
- [49] M. A. Masrur, Z. Chen, B. Zhang and Y. L. Murphey, "Model-Based Fault Diagnosis in Electric Drive Inverters Using Artificial Neural Network" *IEEE General Meeting of Power Engineering Society*, 2007, pp. 1-7.
- [50] K. Debebe, V. Rajagopalan and T. S. Sankar, "Expert Systems for Fault Diagnosis of VSI Fed AC Drives" *Proc. IAS'91 Conf.*, 1991 pp. 368-373.
- [51] L. Zhang, I. B. Aris and L. N. Hulley, "A Knowledge-Based System for On-line Fault Diagnosis of Power Inverter Circuits for AC machines" *Proc. Eur. Power Electron. Conf.*, 1995, pp. 334-339.
- [52] B. Raison, G. Rostaing and J. P. Rognon, "Towards a Global Monitoring Scheme for Induction Motor Drives," *Proc. Int. Power Electron. Conf.*, 2000, pp. 1183-1188.
- [53] A. M. S. Mendes and A. J. Marques Cardoso, "Voltage source inverter fault diagnosis in variable speed ac drives, by the average current Park's vector approach," in *Proc. IEMDC'99*, 1999, pp. 704-706.
- [54] R. Peugeot, S. Courtine and J. P. Rognon, "Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge-based model," *IEEE Trans. on Indus. Applicat.*, Vol. 34, No. 6, 1998, pp. 1318-1326.
- [55] W. Zhang, D.Xu, Enjeti, P.N.; H. Li; Hawke, J.T.; Krishnamoorthy, H.S. "Survey on Fault Tolerant Techniques for Power Electronic Converters" *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 29, No. 2014.
- [56] S. Bolognani, M. Zordan, and M. Zigliotto, "Experimental fault-tolerant control of PMSM drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 1134–1141, Oct. 2000.
- [57] R. L. de Araujo Ribeiro, C. B. Jacobina, E. R. C. Da Silva, and A. M. N. Lima, "Fault-tolerant voltage-fed PWM inverter AC motor drive systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, pp. 439–446, Apr. 2004.
- [58] J.-R. Fu and T. Lipo, "A strategy to isolate the switching device fault of a current regulated motor drive," in *Proc. IEEE Conf. Rec. Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, 1993, vol. 1, pp. 1015–1020.
- [59] Y. Song and B. Wang, "Analysis and experimental verification of fault-tolerant HEV powertrain," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5854–5864, Dec. 2013.
- [60] F. Richardeau, J. Mavie, H. Piquet, and G. Gateau, "Fault-tolerant inverter for on-board aircraft EHA," in *Proc. Conf. Rec. Eur. Power Electron. Appl.*, 2007, pp. 1–9.
- [61] N. Celanovic and D. Boroyevich, "A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 2, pp. 637–641, Mar./Apr. 2001.
- [62] P. Lezana, J. Pou, T. A. Meynard, J. Rodriguez, S. Ceballos, and F. Richardeau, "Survey on fault operation on multilevel inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2207–2218, Jul. 2010.

Bibliographie

- [63] S. Li and L. Xu, "Strategies of fault tolerant operation for three-level PWM inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 4, pp. 933–940, Jul. 2006.
- [64] U. Choi, K. Lee, and F. Blaabjerg, "Diagnosis and tolerant strategy of an open-switch fault for t-type three-level inverter systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 1, pp. 495–508, Jan./Feb. 2014.
- [65] J. Li, A. Q. Huang, Z. Liang, and S. Bhattacharya, "Analysis and design of active NPC (ANPC) inverters for fault-tolerant operation of high-power electrical drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 519–533, Feb. 2012.
- [66] B. McGrath, D. Holmes, and T. Lipo, "Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1293–1301, Nov. 2003.
- [67] P. Correa and J. Rodríguez, "Control strategy reconfiguration for a multilevel inverter operating with bypassed cells," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, Jun. 2007, pp. 3162–3167.
- [68] J. Nicolas-Apruzzese, S. Busquets-Monge, J. Bordonau, S. Alepuz, and A. Calle-Prado, "Analysis of the fault-tolerance capacity of the multilevel active-clamped converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 11, pp. 4773–4783, Nov. 2013.
- [69] K. D. Hoang, Z. Q. Zhu, M. P. Foster, and D. A. Stone, "Comparative study of current vector control performance of alternate fault tolerant inverter topologies for three-phase PM brushless AC machine with one phase open-circuit fault," in *Proc. 5th IET Int. Conf. Power Electron., Mach. Drives*, Apr. 19–21, 2010, pp. 1–6.
- [70] S. Farnesi, P. Fazio, and M. Marchesoni, "A new fault tolerant NPC converter system for high power induction motor drives," in *Proc. IEEE Int. Symp. Diagnostics Elect. Mach., Power Electron. Drives*, Sep. 5–8, 2011, pp. 337–343.
- [71] T. Bruckner, S. Bernet, and H. Guldner, "The active NPC converter and its loss-balancing control," *IEEE Trans. Ind. Electr.*, vol. 52, no. 3, pp. 855–868, Jun. 2005.
- [72] S. Ceballos, J. Pou, E. Robles, J. Zaragoza, and J. L. Martin, "Three-leg fault-tolerant neutral-point-clamped converter," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, Jun. 4–7, 2007, pp. 3180–3185.
- [73] S. Ceballos, J. Pou, E. Robles, J. Zaragoza, and J. L. Martín, "Performance evaluation of fault-tolerant neutral-point-clamped converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2709–2718, Aug. 2010.
- [74] J. Andreu, I. Kortabarria, E. Ibarra, I. M. de Alegria, and E. Robles, "A new hardware solution for a fault tolerant matrix converter," in *Proc. IEEE 35th Annu. Conf. Ind. Electron.*, Nov. 3–5, 2009, pp. 4469–4474.
- [75] A. Cordeiro, J. Palma, J. Maia, and M. Resende, "Combining mechanical commutators and semiconductors in fast changing redundant inverter topologies," in *Proc. IEEE Int. Conf. Comput. Tool*, Apr. 27–29, 2011, pp. 1–4.
- [76] A. L. Julian and G. Oriti, "A comparison of redundant inverter topologies to improve voltage source inverter reliability," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 5, pp. 1371–1378, Sep./Oct. 2007.
- [77] X. Kou, K. A. Corzine, and Y. L. Familiant, "A unique fault-tolerant design for flying capacitor multilevel inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 4, pp. 979–987, Jul. 2004.
- [78] A. Chen, C. Zhang, X. He, and N. Cui, "Fault-tolerant design for flying capacitor multilevel inverters," in *Proc. IEEE 6th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, May 17–20, 2009, pp. 1460–1464.
- [79] M. A. Rodriguez, A. Claudio, D. Theilliol, L. G. Vela, and L. Hernandez, "A strategy to replace the damaged element for fault-tolerant induction motor drive," in *Proc. 5th Int. Conf. Elect. Eng., Comput. Sci. Automat. Control*, Nov. 12–14, 2008, pp. 51–55.
- [80] J. A. Restrepo, A. Berzoy, A. E. Ginart, J. M. Aller, R. G. Harley, and T. G. Habetler, "Switching strategies for fault tolerant operation of single DC-link dual converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 509–518, Feb. 2012.
- [81] B. Venugopal Reddy, V. T. Somasekhar, and Y. Kalyan, "Decoupled space vector PWM strategies for a four-level asymmetrical open-end winding induction motor drive with waveform symmetries," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, pp. 5130–5141, Nov. 2011.
- [82] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, P. N. Enjeti, F. Blaabjerg, and G. Danfoss, "Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1175–1189, Mar. 2008.

Bibliographie

- [83]J. Guerrero, J. Vasquez, J. Matas, M. Castilla, and L. de Vicuna, "Control strategy for flexible microgrid based on parallel line-interactive UPS systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 726–736, Mar. 2009.
- [84]P. Flannery and G.Venkataramanan, "A fault tolerant doubly fed induction generator wind turbine using a parallel grid side rectifier and series grid side converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1126–1135, May 2008.

Chapitre II

- [85]A. Laka, A.J. Andoni Barrena, J. Chivite-Zabalza, M.A. Rodriguez Vidal and P. Izurza-Moreno, "New Hexagonal Three-Phase Voltage-Source Converter Topology for High-Power," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.62, No.1,2015, pp.30-39.
- [86]C.R. Baier, J.R. Espinoza, M. Rivera, J.A. Munoz, W. Bin, P.E.Melin and V.Yaramasu, "Improving Power Quality in Cascade Multilevel Converters Based on Single-Phase Nonregenerative Power Cells," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No.9,2014, pp. 4498-4509.
- [87]L. Tarisciotti, P. Zanchetta, A. Watson, S. Bifaretti, J.C. Clare and P.W. Wheeler, "Active DC Voltage Balancing PWM Technique for High-Power Cascaded Multilevel Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No.11,2014, pp. 6157-6167.
- [88]F. Deng and Z. Chen, "Voltage-Balancing Method for Modular Multilevel Converters Switched at Grid Frequency," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No.5,2015, pp. 2835- 2847.
- [89]W. Kui, Z. Zedong, L. Yongdong, L. Kean and S. Jing, "Neutral-Point Potential Balancing of a Five-Level Active Neutral-Point-Clamped Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No.5, xx. 2013, pp. 1907-1918.
- [90]Z. Zhe, O.C. Thomsen and M.A.E. Andersen, "Discontinuous PWM Modulation Strategy With Circuit-Level Decoupling Concept of Three-Level Neutral-Point-Clamped (NPC) Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No.5, xx. 2013, pp. 1897-1906.
- [91]A.K. Sadigh, V. Dargahi and K.A. Corzine "New Multilevel Converter Based on Cascade Connection of Double Flying Capacitor Multicell Converters and Its Improved Modulation Technique", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume: 30, Issue: 12, Pages: 6568 – 6580, 2015.
- [92]A.M. Ghias, J. Pou, G.J. Capella, V.G. Agelidis, R.P. Aguilera and T. Meynard "Single-Carrier Phase-Disposition PWM Implementation for Multilevel Flying Capacitor Converters " *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume: 30, Issue: 10, Pages: 5376 – 5380, 2015.
- [93]S. Ceballos, J. Pou, E. Robles, I. Gabiola, J. Zaragoza, J.L. Villate and D. Boroyevich, "Three-Level Converter Topologies With Switch Breakdown Fault-Tolerance Capability", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 55, Issue: 3, Pages: 982 – 995, 2008.
- [94]G. Flury, B. Gollentz and C. Conilh "Fault-tolerant inverter for subsea applications", *European Conference on Power Electronics and Applications EPE*, Pages: 1 – 10, 2009, Barcelona.